

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

MODEL TROJFÁZOVÉ UMĚLÉ SÍTĚ

MODEL OF THREE-PHASE POWER MICROGRID

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Tomáš Macík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Tomáš Macík

ID: 186133

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Model trojfázové umělé sítě

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište princip trojfázové umělé sítě.
2. V programu MATLAB/Simulink realizujte model umělé sítě.
3. Výsledky simulací přehledně zpracujte a okomentujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Klíma B., Střídavé pohony, 2014

[2] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. odborné knihy. odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003- 6.

[3] Veltman A., Pulle D., Doncker R.W, Fundamentals of Electrical Drives, 2007

[4] Pyrhonen J., Hrabovcova V., Semken R., Electrical Machine Drives Control, Wiley, 2016

[5] Bacha S., Munteanu I., Bratcu A., Power Electronic Modeling and Control, Springer, 2014

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Ivo Pazdera, Ph.D.

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práca rieši problematiku riadenia trojfázového aktívneho usmerňovača a trojfázového striedača. Obsahuje tiež vysvetlenie princípu fázového závesu. Teoretická časť, ktorá je tvorená prvými tromi kapitolami, popisuje viacero spôsobov riadenia trojfázového aktívneho usmerňovača a trojfázového striedača. Popísané spôsoby riadenia aktívneho usmerňovača sú: riadenie v dq sústave a riadenie v $dq-UVW$ sústave. Ako spôsoby riadenia trojfázového striedača sú uvedené: kaskádna regulácia a stavové riadenie. Praktická časť je obsahom ďalších troch kapitol, ktoré uvádzajú rozbor fázového závesu, vytvorenie modelu aktívneho usmerňovača riadeného v dq sústave a vytvorenie modelu trojfázového striedača riadeného prostredníctvom kaskádnej regulácie aj stavového riadenia. Modely sú vytvorené v prostredí Matlab Simulink.

Kľúčové slová

trojfázový aktívny usmerňovač, fázový záves, trojfázový striedač, stavové riadenie, kaskádna regulácia, Matlab, Simulink

Abstract

The Diploma thesis deals with control of three-phase active rectifier and a three-phase DC/AC converter. It also explains phase-locked loop principle. The theoretical part including first three chapters lists several control approaches to three-phase active rectifier and three-phase DC/AC converter. Described control approaches to the active rectifier are control in dq frame and control in $dq-UVW$ frame. Listed control approaches to the DC/AC converter include cascaded control structure and a full-state feedback control. The practical part is divided into last three chapters and includes mathematical description of phase-locked loop principle, model of active rectifier controlled in dq frame and a model of DC/AC converter controlled both by a cascaded control and a full-state feedback. The models are created in Matlab Simulink.

Keywords

voltage-source converter, three-phase active rectifier, phase-locked loop, three-phase DC/AC converter, full-state feedback control, cascaded control, Matlab, Simulink

Bibliografická citácia

MACÍK, Tomáš. *Model trojfázové umělé sítě*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/127373>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ivo Pazdera.

Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému „Model trojfázové umělé sítě“ som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, predovšetkým som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Sb.

V Brne dňa

.....

podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce Ing. Ivovi Pazderovi, Ph.D. za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

V Brne dňa

.....

podpis autora

Obsah

ÚVOD.....	15
1 ÚVOD K PROGRAMOVÉMU PROSTREDIU MATLAB/SIMULINK/SIMSCAPE ..	16
2 POPIS TROJFÁZOVÉHO AKTÍVNEHO USMERŇOVAČA.....	18
2.1 Transformácia do dq súradníc	18
2.2 Riadenie v dq sústave	21
2.3 Riadenie v zmiešanej dq - UVW sústave	23
3 POPIS TROJFÁZOVÉHO STRIEDAČA.....	26
3.1 Riadenie vetvy pre nulový vodič	27
3.2 Stavové riadenie striedača	28
3.2.1 Voľba násobných reálnych pólov	37
3.2.2 ITAE kritérium	38
3.2.3 LQR	39
3.3 Kaskádna regulácia striedača.....	40
4 FÁZOVÝ ZÁVES	42
4.1 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe kosínus	49
4.1.1 V ustálenom stave.....	49
4.1.2 Na začiatku regulácie.....	52
4.2 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe obdĺžnik	55
4.2.1 Na začiatku regulácie.....	55
4.2.2 V ustálenom stave.....	56
4.3 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe trojuholník	58
4.3.1 Na začiatku regulácie.....	58
4.3.2 V ustálenom stave.....	58
4.4 Na vstupe obdĺžnik, v spätnej väzbe obdĺžnik	59
4.4.1 Na začiatku regulácie.....	60
4.4.2 V ustálenom stave.....	60
4.5 Návrh regulátoru fázového závesu	61
4.6 Prípád rušenia na vstupe	62
5 MODEL AKTÍVNEHO USMERŇOVAČA V SIMULINKU	65
5.1 Topológia.....	65
5.2 Vytvorenie riadiacich signálov	67
5.2.1 Premostenie rozbehových odporov	67

5.2.2	Podmienka ustálenia fázového závesu	67
5.2.3	Podmienka dosiahnutia žiadanej hodnoty napätia medziobvodu	69
5.3	Blok merania	69
5.4	Blok A/D prevodu	70
5.5	Návrh regulátorov	71
5.5.1	Návrh regulátoru prúdu	72
5.5.2	Návrh regulátoru napätia	76
5.6	Blok PWM modulátoru	78
5.7	Zobrazenie priebehov	81
6	MODEL STRIEDAČA V SIMULINKU	84
6.1	Topológia.....	84
6.2	Nastavenie parametrov výstupného napätia	88
6.3	Blok merania	91
6.4	Blok A/D prevodu	91
6.5	Návrh regulátorov pre vetvu nulového vodiča	94
6.5.1	Návrh regulátoru prúdu	94
6.5.2	Návrh regulátoru napätia	95
6.6	Návrh stavovej regulácie striedača	97
6.6.1	Voľba násobných reálnych pólov	100
6.6.2	Voľba pólov cez kritérium ITAE	103
6.6.3	Voľba pólov cez LQR	105
6.7	Návrh kaskádnej regulácie striedača	107
6.7.1	Návrh regulátoru prúdu	107
6.7.2	Návrh regulátoru napätia	110
6.8	Blok PWM modulátoru	112
6.9	Zobrazenie priebehov	114
	ZÁVER.....	117

Zoznam symbolov a skratiek

AC		striedavý prúd
DC		jednosmerný prúd
FZ		fázový záves
AU		aktívny usmerňovač
VM		výstupný menič (striedač)
PWM		pulzne-šírková modulácia
U		označenie prvej fázy aktívneho usmerňovača
V		označenie druhej fázy aktívneho usmerňovača
W		označenie tretej fázy aktívneho usmerňovača
A		označenie prvej fázy striedača
B		označenie druhej fázy striedača
C		označenie tretej fázy striedača
u	[V]	okamžitá hodnota napätia
u_d	[V]	napätie v d osi
u_q	[V]	napätie v q osi
u_α	[V]	napätie v osi α
u_β	[V]	napätie v osi β
ω	[rad/s]	uhlová frekvencia
t	[t]	čas
φ_0	[rad]	počiatočná fáza
θ	[rad]	fázový uhol fázy U siete
P	[W]	činný výkon
Q	[VAr]	jalový výkon
i	[A]	okamžitá hodnota prúdu
i_d	[A]	prúd v d osi
i_q	[A]	prúd v q osi
$U_{f,max}$	[V]	amplitúda fázového napätia
$U_{f,ef}$	[V]	efektívna hodnota fázového napätia
$I_{f,max}$	[A]	amplitúda fázového prúdu
$I_{f,ef}$	[A]	efektívna hodnota fázového prúdu
φ	[rad]	fázový posun medzi napätím a prúdom
U_{DC}	[V]	napätie medziobvodu
I_{DC}	[A]	prúd z medziobvodu
α	[rad]	fázový uhol fázy U siete
f	[Hz]	frekvencia
f_{PWM}	[Hz]	frekvencia pulzne-šírkovej modulácie
T_{PWM}	[s]	perióda pulzne-šírkovej modulácie
f_{siete}	[Hz]	frekvencia napätia v sieti
T	[s]	perióda
T_{siete}	[s]	perióda napätia v sieti
F		prenosová funkcia
R	[Ω]	odpor
L	[H]	indukčnosť

C	[F]	kapacita
U_r	[-]	radiaci signál
a_i		koefficienty charakteristického mnohočlenu
a_i^w		požadované koefficienty charakteristického mnohočlenu uzavretého systému riadenia
A		stavová matica systému rádu n $[(n \times n)]$
A_w		stavová matica uzavretého systému riadenia rádu n $[(n \times n)]$
b		stavový vektor vstupu dimenzie n
c		výstupný vektor stavu dimenzie n
d		konštanta prevodu
e		regulačná odchýlka
$h(t)$		prechodová funkcia
K_I		váha integračnej zložky regulátoru
K_P		zosilnenie regulátoru, váha proporčnej zložky regulátoru
k		vektor stavového regulátoru
M		mnohočlen v čitateli prenosu (korene = nuly systému)
n		stupeň charakteristického mnohočlenu, stupeň mnohočlenu v menovateli prenosu, dimenzia vektoru stavových premenných x
N		charakteristický mnohočlen (mnohočlen v menovateli prenosu; korene = póly systému)
N_{kw}		požadovaný charakteristický mnohočlen uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom
Q_{co}		matica riaditeľnosti rádu n $[(n \times n)]$
Q_{ob}		matica pozorovateľnosti rádu n $[(n \times n)]$
p		komplexná premenná, nezávisle premenná u obrazu v Laplaceovej transformácii
p_i		póly lineárneho dynamického systému = korene mnohočlenu $N(p)$
p_i^w		požadované póly uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom
u		akčná veličina, riadenie, vstupná veličina
v		poruchová veličina
w		žiadaná veličina
x		stavová veličina (stav)
x		vektor stavových veličín dimenzie n
y		regulovaná veličina, výstupná veličina
Z		impedancia
τ		časová konštanta

Zoznam obrázkov

Obr. 1.1 Výber základných často používaných blokov v Simulinku ([4]).....	16
Obr. 1.2 Rozdelenie systémov nadstavby Simscape ([4]).....	16
Obr. 1.3 Základné typy motorov v knižnici Simscape Power Systems ([4])	17
Obr. 1.4 Základné typy meničov v knižnici Simscape Power Systems ([4])	17
Obr. 2.1 Schéma 3f aktívneho usmerňovača (prevzaté z [8] a upravené)	18
Obr. 2.2 Znázornenie transformácie do $\alpha\beta$ a dq (prevzaté z [7]).....	19
Obr. 2.3 Priebehy transformovaných veličín z 3f sústavy do $\alpha\beta$ a dq	21
Obr. 2.4 Znázornenie štruktúry riadenia 3f aktívneho usmerňovača v dq sústave (prevzaté z [11] a upravené)	21
Obr. 2.5 Blok regulácie prúdov (prevzaté z [11] a upravené)	22
Obr. 2.6 Schéma riadenia 3f aktívneho usmerňovača v dq - UVW sústave (prevzaté z [11] a upravené)	23
Obr. 2.7 Frekvenčná charakteristika PR regulátoru pre rôzne zosilnenia K_i (prevzaté z [11]).....	25
Obr. 2.8 Celá schéma aktívneho usmerňovača.....	25
Obr. 3.1 Schéma silovej časti 3f striedača s vyvedeným stredom.....	26
Obr. 3.2 Zapojenie LC filtrov na výstupe striedača	26
Obr. 3.3 Napäťová slučka pre vetvu N	27
Obr. 3.4 Prúdová slučka pre vetvu N.....	27
Obr. 3.5 Usporiadanie regulátorov kaskádnej regulácie.....	28
Obr. 3.6 Bloková schéma stavového modelu (prevzaté z [13]).....	28
Obr. 3.7 Schéma jednej fázy striedača - celá.....	29
Obr. 3.8 Schéma jednej fázy striedača - zjednodušená	30
Obr. 3.9 Bloková schéma systému riadenia so stavovým regulátorom bez vstupnej korekcie: a) pôvodná, b) upravená, c) výsledná	32
Obr. 3.10 Bloková schéma systému riadenia so stavovým regulátorom.....	33
Obr. 3.11 Bloková schéma integračného stavového riadenia.....	34
Obr. 3.12 Zjednodušená schéma integračného stavového riadenia.....	35
Obr. 3.13 Bloková schéma systému (prevzaté z [13] a upravené)	35
Obr. 3.14 Bloková schéma systému so stavovým regulátorom.....	36
Obr. 3.15 Regulačná štruktúra stavového riadenia použitá v Simulinku	37
Obr. 3.16 Prechodové charakteristiky pre štandardné binomické tvary pre $a = 1$	37
Obr. 3.17 Hodnota ITAE kritéria (prevzaté z [15]).....	38
Obr. 3.18 Prechodové charakteristiky pre štandardné tvary ITAE pre $a = 1$	39
Obr. 3.19 Napäťová slučka pre jednu fázu striedača.....	41
Obr. 3.20 Prúdová slučka pre jednu fázu striedača	41
Obr. 4.1 Principiálna schéma fázového závesu	42
Obr. 4.2 Realizácia fázového závesu v diskkrétnej podobe	42
Obr. 4.3 Zapojenie pre zobrazenie sieťového napätia a napätia podľa FZ.....	44
Obr. 4.4 Priebeh napätia fázy U a napätia podľa FZ	44
Obr. 4.5 Zapojenie pre zobrazenie frekvencie a fázy z FZ.....	45
Obr. 4.6 Frekvencia a fáza z fázového závesu	45

Obr. 4.7 Zobrazenie celého modelu FZ	46
Obr. 4.8 Znázornenie vytvorenia triggrovacieho signálu	46
Obr. 4.9 Zapojenie subbloku <i>Iba trigger</i>	47
Obr. 4.10 Zapojenie FZ s viacerými možnosťami v spätnej väzbe	48
Obr. 4.11 Priebehy rôznych signálov zo spätnej väzby	48
Obr. 4.12 Priebeh funkcie <i>y1</i>	49
Obr. 4.13 Priebeh funkcie <i>y2</i>	50
Obr. 4.14 Priebeh funkcie <i>y3</i>	50
Obr. 4.15 Zapojenie pre vytvorenie resetovacieho signálu	51
Obr. 4.16 Vytvorenie resetovacieho signálu	51
Obr. 4.17 Priebeh funkcie <i>y4</i>	52
Obr. 4.18 Priebeh funkcie <i>y5</i>	53
Obr. 4.19 Resetovací signál na začiatku	53
Obr. 4.20 Znázornenie výpočtu strednej hodnoty	54
Obr. 4.21 Priebeh funkcie <i>y6</i>	56
Obr. 4.22 Priebeh funkcie <i>y7</i>	57
Obr. 4.23 Priebeh funkcie <i>y8</i>	57
Obr. 4.24 Priebeh funkcie <i>y9</i>	59
Obr. 4.25 Funkcia <i>signum</i> na vstupe do FZ	60
Obr. 4.26 Priebeh funkcie <i>y10</i>	61
Obr. 4.27 Prípád s rušením na vstupe	63
Obr. 4.28 Priebeh napätia fázy <i>U</i> a napätia podľa FZ pri rušení	63
Obr. 4.29 Priebeh napätia fázy <i>U</i> a napätia podľa FZ pri rušení; $\varphi_0 = 135^\circ$	64
Obr. 5.1 Topológia trojfázového aktívneho usmerňovača v Simulinku	65
Obr. 5.2 Zobrazenie zapojenia pre vytvorenie priebehu <i>IDC</i>	66
Obr. 5.3 Priebeh prúdu z medziobvodu	66
Obr. 5.4 Signál ovládajúci premostenie rozbehových odporov	67
Obr. 5.5 Blok fázového závesu	68
Obr. 5.6 Blok vytvorenia signálu o nafázovaní FZ	68
Obr. 5.7 Spracovanie signálu o regulačnej odchýlke FZ	68
Obr. 5.8 Podmienka dosiahnutia žiadanej hodnoty napätia medziobvodu	69
Obr. 5.9 Blok merania	69
Obr. 5.10 Blok A/D prevodu	70
Obr. 5.11 Zapojenie subbloku A/D prevodu, transformácia typu 1	71
Obr. 5.12 Zapojenie subbloku A/D prevodu, transformácia typu 2	71
Obr. 5.13 Blok regulátorov, transformácia typu 1	72
Obr. 5.14 Blok regulátorov, transformácia typu 2	72
Obr. 5.15 Zapojenie bloku regulácie prúdov, transformácia typu 1	74
Obr. 5.16 Zapojenie bloku regulácie prúdov, transformácia typu 2	75
Obr. 5.17 Blok obmedzenia riadiacich signálov <i>Urdq</i>	75
Obr. 5.18 Blok regulácie napätia medziobvodu, transformácia typu 1	77
Obr. 5.19 Blok regulácie napätia medziobvodu, transformácia typu 2	77
Obr. 5.20 Zapojenie pre skokový priebeh <i>UDC</i> , \dot{z}	78

Obr. 5.21 Zapojenie pre priebeh UDC , \dot{z} po rampe	78
Obr. 5.22 Blok PWM modulátoru	78
Obr. 5.23 Zapojenie bloku <i>Generátor prerušenia</i>	79
Obr. 5.24 Priebehy vzorkovacích signálov z <i>Generátoru prerušenia</i>	79
Obr. 5.25 Zapojenie subbloku <i>Reload</i>	80
Obr. 5.26 Znázornenie vzorkovania blokom <i>Reload</i>	80
Obr. 5.27 Zapojenie subbloku PWM modulátoru	81
Obr. 5.28 Zapojenie pre zobrazenie priebehov	81
Obr. 5.29 Priebeh UDC , (i_d , i_q) a (u_U , i_U)	82
Obr. 5.30 Priebeh UDC , (i_d , i_q) a (u_U , i_U) pre transformáciu typu 2	82
Obr. 5.31 Priebeh napätia medziobvodu, fázových prúdov cez vstupnú fázovú tlmivku L_f a napätí siete	83
Obr. 5.32 Priebeh riadiacich signálov U_r , d_q a U_r , u_{vw}	83
Obr. 6.1 Zobrazenie zapojenia aktívneho usmerňovača a vetvy nulového vodiča	84
Obr. 6.2 Zobrazenie zapojenia tranzistorových vetiev pre tri fázy A, B, C	85
Obr. 6.3 Zobrazenie zapojenia výstupných LC filtrov	85
Obr. 6.4 Zobrazenie zapojenia blokov pre dodávanie a odber prúdu	85
Obr. 6.5 Blok pre dodávanie prúdu do striedača	87
Obr. 6.6 Zobrazenie žiadaných výstupných prúdov a napätí striedača	87
Obr. 6.7 Priebeh napätia fázy U siete a napätia odvodeného z FZ	88
Obr. 6.8 Subblok pre nastavenie frekvencie výstupných napätí	88
Obr. 6.9 Subblok pre nastavenie amplitúdy, fázového posunu a offsetu výstupných napätí ..	89
Obr. 6.10 Blok vytvorenia žiadanej hodnoty výstupných napätí striedača	89
Obr. 6.11 Zapojenie bloku pre reguláciu napätia medziobvodu	90
Obr. 6.12 Použitie signálu BLOK_PWM_VM	91
Obr. 6.13 Blok merania pre striedač	91
Obr. 6.14 Blok A/D prevodu pre striedač	92
Obr. 6.15 Zapojenie subblokov A/D prevodu pre striedač	92
Obr. 6.16 Príklad vzorkovania prúdu cez tlmivku 1. LC filtra pre fázu B	93
Obr. 6.17 Priblížené znázornenie vzorkovania prúdu tlmivkou 1. LC filtra pre fázu B	93
Obr. 6.18 Blok stavovej regulácie striedača	99
Obr. 6.19 Regulačná štruktúra pre reguláciu napätia N vodiča použitá v Simulinku	99
Obr. 6.20 Regulačná štruktúra stavového riadenia striedača + reg. prúdu N vodiča v Simulinku	100
Obr. 6.21 Frekvenčné charakteristiky s vyznačením fázovej bezpečnosti – voľba násobných pólov	102
Obr. 6.22 Prechodová charakteristika riadeného systému – voľba násobných pólov	103
Obr. 6.23 Prechodová charakteristika riadeného systému bez stavového regulátoru	103
Obr. 6.24 Prechodová charakteristika riadeného systému – póly podľa ITAE	105
Obr. 6.25 Prechodová charakteristika riadeného systému – póly podľa LQR	106
Obr. 6.26 Regulačná štruktúra v nástroji <i>rltool</i>	106
Obr. 6.27 Prechodová charakteristika celej uzavretej slučky	107
Obr. 6.28 Blok kaskádnej regulácie striedača	109
Obr. 6.29 Regulačná štruktúra prúdovej slučky striedača v Simulinku	109

Obr. 6.30 Regulačná štruktúra napäťovej slučky striedača v Simulinku	111
Obr. 6.31 Prechodová charakteristika uzavretej napäťovej slučky striedača u kaskádnej regulácie.....	112
Obr. 6.32 Blok PWM modulátoru zo Simulinku pre striedač	113
Obr. 6.33 Subblok PWM modulátoru pre striedač	113
Obr. 6.34 Priebeh napätia medziobvodu, fázových napätí siete a prúdov odoberaných zo siete	114
Obr. 6.35 Porovnanie regulačných odchýliek výstupného napätia fázy A pre 4 rôzne spôsoby riadenia ($U_f, e_f = 230 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}$)	115
Obr. 6.36 Porovnanie analógových (nevzorkovaných) priebehov prúdov cez tlmivku 1. LC filtra pre fázu C ($U_f, e_f = 230 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}$).....	116

ÚVOD

Na elektromagnetickú kompatibilitu a podiel vyšších harmonických zložiek v sieti sa kladú vysoké požiadavky. Z pohľadu siete je ideálnym spotrebičom rezistívna záťaž, pretože odoberané fázové prúdy sú vo fáze s napätím a sú sínusového tvaru. Tento žiadaný efekt je možné docieľiť tiež použitím aktívneho usmerňovača. Trojfázový aktívny usmerňovač je schopný odovzdávať energiu oboma smermi, tzn. zo siete do záťaže a naopak v prípade, že je záťaž aktívna. Deje sa tak za podmienky, že vstupné fázové prúdy majú sínusový tvar. Navyše je k dispozícii možnosť nastaviť fázový posun medzi vstupným prúdom a fázovým napätím a tým regulovať jalový výkon odovzdávaný do/odoberaný zo siete.

Hlavným cieľom diplomovej práce je vytvorenie modelu trojfázového aktívneho usmerňovača, na ktorého výstup je zapojený trojfázový striedač. Model je vytvorený prostredníctvom programu Matlab, jeho nadstavby Simulink a knižnice Simscape Power Systems. Trojfázový striedač má taktiež vyvedený stred (nulový vodič), a tak predstavuje umelú sieť. Požiadavkou je nezávislé nastavovanie parametrov výstupných fázových napätí pre každú fázu zvlášť. Striedač má umožňovať nastavenie frekvencie, amplitúdy, fázového posunu a posunu voči vodorovnej osi pre fázové napätie každej fázy osobitne. Rozsah nastaviteľnej frekvencie je požadovaný od 45 do 55 Hz a rozsah nastaviteľnej amplitúdy od 0 do 424 V, čomu odpovedá rozsah efektívnej hodnoty 0 až 300 V. Napätie medziobvodu je 900 V.

Striedač má byť schopný trvale prenášať výkon 12 kW (4 kW na fázu) oboma smermi a krátkodobo musí byť schopný prenášať výkon 75 kW dodávaný aktívnou záťažou. Súčasne musí celá sústava (aktívny usmerňovač + striedač) zo siete odoberať fázové prúdy sínusového tvaru vo fáze s napätiami siete. Táto požiadavka je zabezpečená aktívnym usmerňovačom s možnosťou rekuperácie energie. Súčasťou obvodov riadenia aktívneho usmerňovača je aj fázový záves, ktorému je tak isto venovaná pozornosť.

Diplomová práca je rozdelená do šiestich kapitol. Prvá kapitola uvádza program Matlab využívaný v diplomovej práci a jeho súčasť Simulink. Druhá kapitola obsahuje znázornenie topológie trojfázového aktívneho usmerňovača a vysvetlenie princípu činnosti. Hlavnou náplňou tejto kapitoly je popis možností riadenia, a to buď v dq sústave alebo v dq - UVW sústave. Tomuto popisu predchádza vysvetlenie a znázornenie transformácií zo sústavy UVW do sústav $\alpha\beta$ a dq .

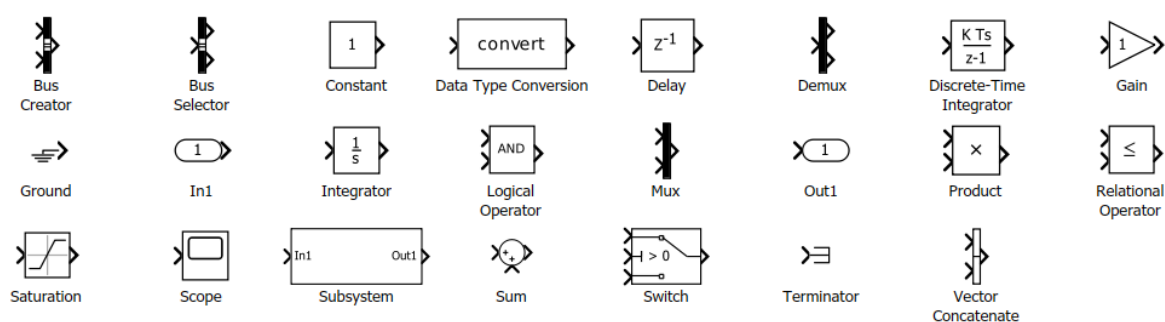
V tretej kapitole sa nachádza popis dvoch použitých spôsobov riadenia trojfázového striedača, ktorými sú kaskádna regulácia a stavové riadenie. Kľúčovým krokom pri návrhu stavového riadenia je voľba nových pólov riadeného systému. Uvedené sú tri spôsoby voľby pólov: voľba násobných reálnych pólov, voľba pólov na základe kritéria ITAE a voľba cez lineárny kvadratický regulátor LQR. Tretia kapitola uzatvára teoretickú časť.

Štvrtá kapitola je venovaná matematickému rozboru fázového závesu. Fázový záves je v modeli realizovaný ako diskretný. Dôraz je kladený na výpočet parametrov využitých pri návrhu regulátoru fázového závesu. Piata a šiesta kapitola obsahuje podrobný popis vytvorenia diskretného modelu aktívneho usmerňovača a trojfázového striedača s využitím knižnice Simscape Power Systems. Aktívny usmerňovač je riadený v dq sústave. Model striedača prezentuje oba spôsoby riadenia uvedené v teoretickej časti, teda kaskádnu reguláciu a stavové riadenie. Pri stavovom riadení boli modelované všetky tri popisované spôsoby voľby pólov. Priebehy dôležitých veličín sú uvedené na konci šiestej kapitoly a tiež v prílohách.

1 ÚVOD K PROGRAMOVÉMU PROSTREDIU MATLAB/SIMULINK/SIMSCAPE

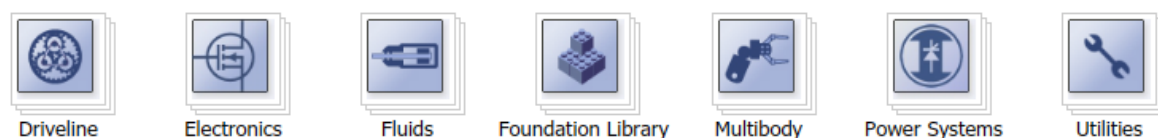
Matlab je užitočný nástroj umožňujúci vykonávať výpočty, simulácie, programovanie, spracovanie signálov, zobrazovanie požadovaných veličín a iné. Dôležitou súčasťou tohto programu je aj nástroj Simulink, ktorý je zameraný na modelovanie a simulovanie dynamických systémov. Škála systémov, ktoré je možné pomocou Simulinku modelovať, je naozaj široká. Siahla od mechanických a hydraulických systémov, cez počítačové spracovanie obrazu až po modelovanie elektrických obvodov, vrátane výkonových meničov. Simulink podporuje lineárne aj nelineárne systémy. Umožňuje vytvoriť spojité a diskrétné modely. Možnosť modelovania systémov prináša úsporu času aj finančných prostriedkov, pretože dovoľuje optimalizovať reguláciu systému aj systém ako celok bez potreby jeho skutočnej realizácie. [1]

Základným spôsobom zostavenia modelu je vyjadrenie diferenciálnych rovníc popisujúcich systém pomocou základných blokov. Medzi základné často používané bloky patria: *Constant, Step, Gain, Integrator, Product, Sum / Add, Abs, Relational Operator, Logical Operator, Mux, Demux, Transfer Function, Trigonometric Function, Scope, From, Go to, Switch, Saturation, PID Controller, Unit Delay, Trigger* a iné podľa potreby (Obr. 1.1).



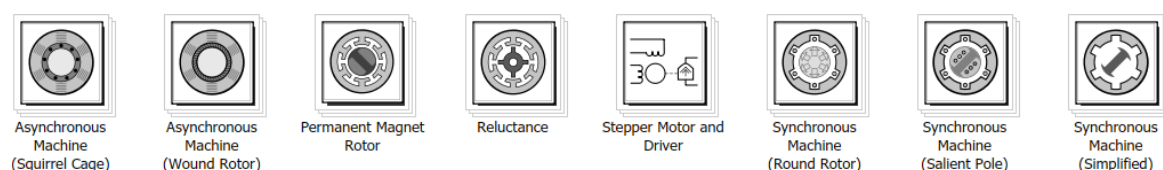
Obr. 1.1 Výber základných často používaných blokov v Simulinku ([4])

Ďalšou možnosťou vytvorenia modelu je použitie knižnice Simscape. Táto knižnica umožňuje modelovať nielen výkonové meniče, ale aj mechanické systémy, elektrické motory, hydraulické systémy, výmenníky tepla a iné pomocou vloženia preddefinovaných blokov bez nutnosti vytvárať diferenciálne rovnice (Obr. 1.2). V prípade elektrických obvodov sa model zostaví jednoduchým umiestnením prvkov obvodu podľa schémy zapojenia. Je možné vytvoriť aj model s pomocou knižnice Simscape súčasne so základnými blokmi Simulinku, čo je výhodné v prípade potreby regulácie prúdu a napätia u výkonových meničov. [2]

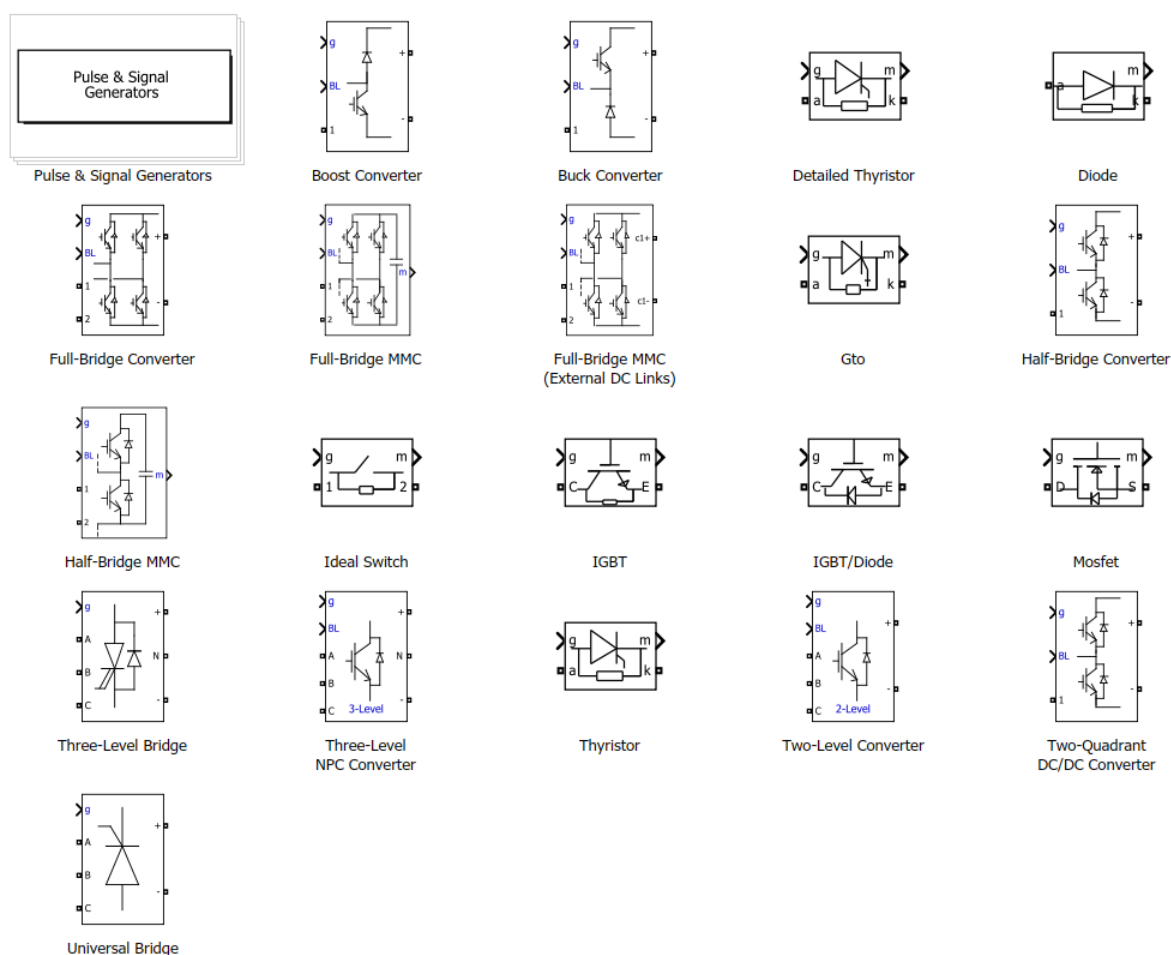


Obr. 1.2 Rozdelenie systémov nadstavby Simscape ([4])

Konkrétne knižnica Simscape Power Systems poskytuje preddefinované bloky asynchrónneho motoru s kliečkou nakrátko a s vinutým rotorom, DC motorov, ďalej motorov BLDC a PMSM, spínaných reluktančných motorov, krokových motorov, synchronných motorov s vyniklými pólmi a s hladkým rotorom (Obr. 1.3). Okrem toho poskytuje aj bloky riadenia pre tieto typy motorov. Tiež sa tu nachádzajú aj výkonové polovodičové prvky pre zostavenie modelov výkonových meničov, prípadne základné typy meničov v podobe preddefinovaných blokov (Obr. 1.4). Ďalej je možné využiť bloky obnoviteľných zdrojov energie, transformátorov, bloky merania, základné obvodové prvky a zdroje energie. V neposlednom rade táto knižnica poskytuje možnosť harmonickej analýzy a výpočet činiteľa skreslenia THD. [3]



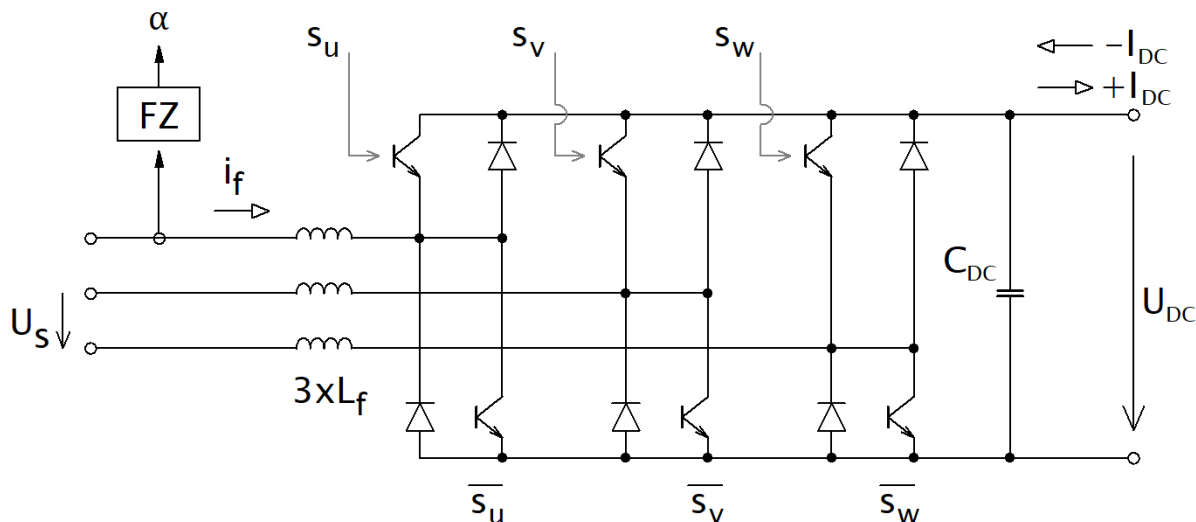
Obr. 1.3 Základné typy motorov v knižnici Simscape Power Systems ([4])



Obr. 1.4 Základné typy meničov v knižnici Simscape Power Systems ([4])

2 POPIS TROJFÁZOVÉHO AKTÍVNEHO USMERŇOVAČA

Topológiu trojfázového aktívneho usmerňovača s možnosťou rekuperácie znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 2.1 Schéma 3f aktívneho usmerňovača (prevzaté z [8] a upravené)

Súčasťou riadenia aktívneho usmerňovača s možnosťou rekuperácie je fázový záves (na Obr. 2.1 je označený ako FZ). Služi na určenie fázového uhlu fázy U . Jeho podrobná analýza je náplňou kapitoly č. 4. Popisovaný aktívny usmerňovač dokáže odoberať aj vracat energiu do siete, pričom vstupné fázové prúdy majú sínusový tvar. Tiež je možné nastaviť fázový posun prúdov voči napätiu a tým regulovať množstvo jalového výkonu odovzdávaného do/zo siete. Realizovaný model v Simulinku bude riadený tak, aby fázové prúdy boli vo fáze s fázovými napätiami pre dosiahnutie jednotkového účinníku.

Tri vstupné fázové tlmivky sú nutné pre činnosť aktívneho usmerňovača. Výstupné jednosmerné napätie U_{DC} musí byť väčšie ako amplitúda združeného napätia siete, pretože silová časť spolu s tlmivkami pracuje v režime meniča zvyšujúceho napätie. Tranzistory sú spínané v režime sínusovej PWM (riadiace signály s_u, s_v, s_w riadia horné tranzistory a ich negácia riadi spodné tranzistory vetiev). [8]

2.1 Transformácia do dq súradníc

Pri popise riadenia aktívneho usmerňovača bude využitá transformácia z trojfázovej sústavy U, V, W do sústavy dq . Striedavé veličiny v sústave U, V, W sú po prevedení do dq sústavy jednosmerné, čo uľahčuje návrh regulátorov. Sústava U, V, W (tiež označovaná aj A, B, C) je stacionárna a je predstavovaná tromi osami U, V, W (príp. A, B, C), do ktorých je premietaný priestorový vektor \vec{U}_s . Priestorový vektor \vec{U}_s je definovaný nasledovne:

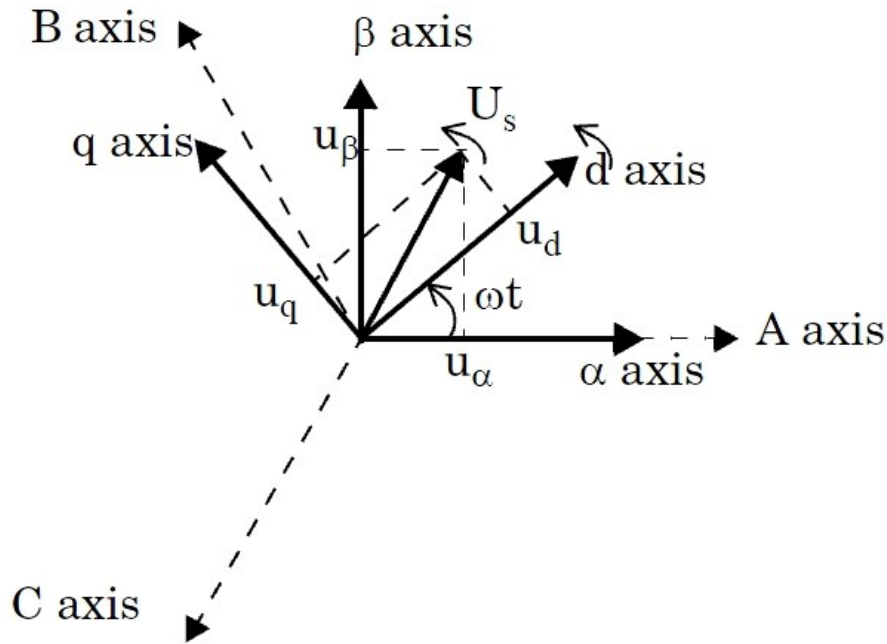
$$\vec{U}_s(t) = C[u_U(t) + u_V(t)\hat{a} + u_W(t)\hat{a}^2], \quad (2.1)$$

kde $u_U(t) = U_m \sin(\omega t)$, $u_V(t) = U_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $u_W(t) = U_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$, $\hat{a} = e^{\pm j\frac{2\pi}{3}}$, pričom znamienko $+$ znamená sled fáz vľavo a $-$ sled fáz vpravo. Konštanta C sa volí

bud' $\frac{2}{3}$ pre amplitúdovo invariantnú transformáciu alebo $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pre výkonovo invariantnú transformáciu. V tejto práci bude použitá amplitúdovo invariantná transformácia. S využitím vzťahu $\sin x = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j}$ a s uvažovaním amplitúdovo invariantnej transformácie (AIT) prejde vyjadrenie priestorového vektora (2.1) do tvaru: [6], [9]

$$\vec{U}_s(t) = -jU_m e^{j\omega t}. \quad (2.2)$$

Znázornenie sústav U, V, W (príp. aj A, B, C) a dq je zobrazené na nasledujúcom obrázku.



Obr. 2.2 Znázornenie transformácie do $\alpha\beta$ a dq (prevzaté z [7])

Sústava $\alpha\beta$ je stacionárna. Sústava dq rotuje uhlovou rýchlosťou ω . Priestorový vektor \vec{U}_s tiež rotuje uhlovou rýchlosťou ω . Preto jeho priemetom do osí dq (transformácia do dq) sú zložky u_d a u_q , ktoré sú konštantné. Uhol natočenia rotujúcej sústavy dq voči osi α stacionárnej sústavy $\alpha\beta$ určuje fázový záves. Tento uhol predstavuje fázový uhol fázy U a vo všeobecnosti má tvar $\omega t + \varphi_0$. Transformáciu troch fázových napätí siete s amplitúdou 325 V do sústav $\alpha\beta$ a dq znázorňuje Obr. 2.3.

Transformáciu do súradníc dq je možné vykonať dvoma spôsobmi, podľa polohy rotujúcej dq sústavy voči stacionárnej sústave U, V, W v čase $t = 0$. Sústava dq môže byť v čase $t = 0$ buď zarovnaná s osou U alebo posunutá o 90° za osou U . Typ transformácie, kedy je sústava dq zarovnaná s osou U budeme označovať ako **typ 1**. Ak je sústava dq posunutá o 90° za osou U , bude tento typ označený ako **typ 2**.

Vzťahy pre transformáciu zo sústavy U, V, W do $\alpha\beta$ (Clarkovej transformácia) sú uvedené v nasledujúcej rovnici. [9]

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot C \cdot \begin{pmatrix} x_U \\ x_V \\ x_W \end{pmatrix}. \quad (2.3)$$

Inverzná Clarkovej transformácia (z $\alpha\beta$ do U, V, W) je daná nasledujúcou rovnicou. [9]

$$\begin{pmatrix} x_U \\ x_V \\ x_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \cdot \left(\frac{1}{C}\right) \cdot \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

kde $C = \frac{2}{3}$ pre amplitúdovo invariantnú transformáciu.

Transformácia zo sústavy $\alpha\beta$ do dq **typu 1** je daná nasledovne: [9]

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

Inverzná transformácia (z dq do $\alpha\beta$) **typu 1** je daná: [9]

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

kde uhol θ je fázový uhol fázy U siete a je poskytnutý fázovým závesom.

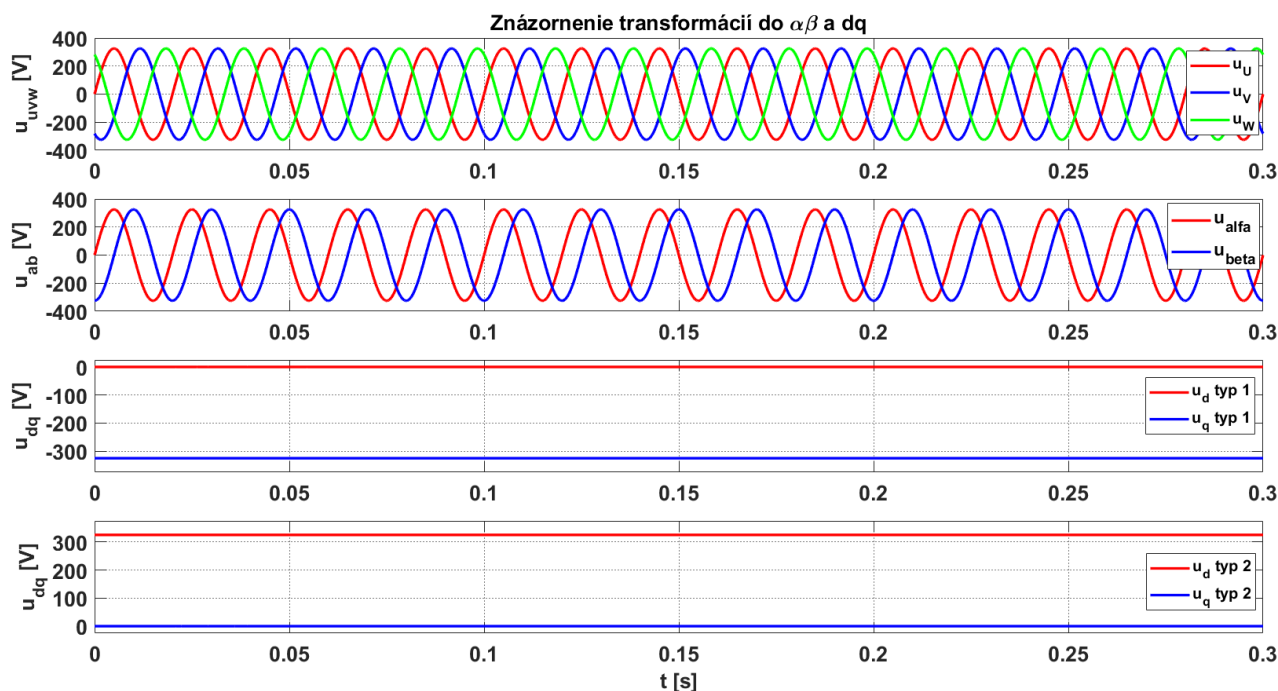
Priama transformácia zo sústavy U, V, W do dq sa nazýva Parkova a pre **typ 2** je daná nasledovným vzťahom: [10]

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot C \cdot \begin{pmatrix} x_U \\ x_V \\ x_W \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Inverzná Parkova transformácia (z dq do U, V, W) pre **typ 2** je daná nasledovne: [10]

$$\begin{pmatrix} x_U \\ x_V \\ x_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}, \quad (2.8)$$

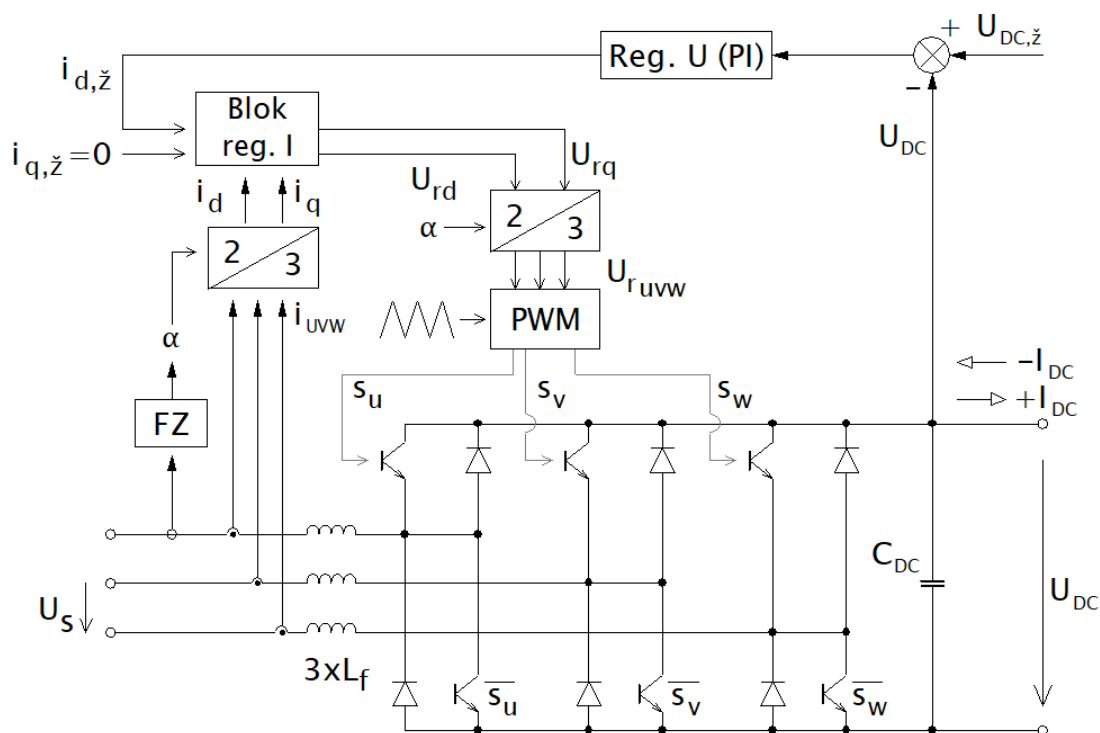
kde uhol θ je opäť fázový uhol fázy U siete a $C = \frac{2}{3}$ pre amplitúdovo invariantnú transformáciu.



Obr. 2.3 Priebehy transformovaných veličín z 3f sústavy do $\alpha\beta$ a dq

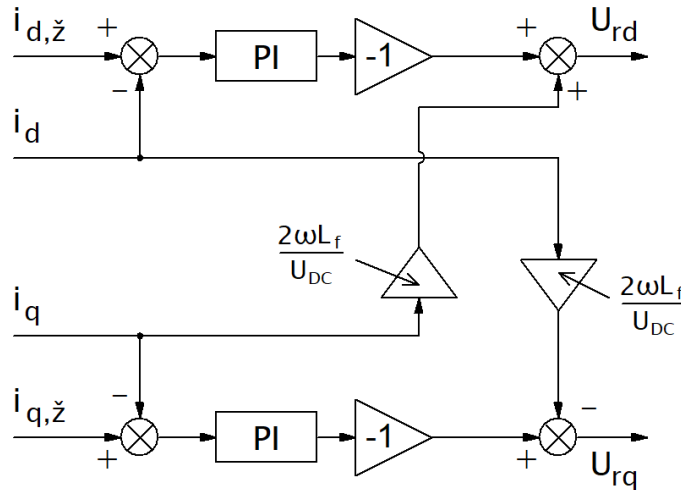
2.2 Riadenie v dq sústave

Popisovaný aktívny usmerňovač je možné riadiť v dq sústave alebo v zmiešanej dq - UVW sústave. Táto podkapitola bude venovaná prvej možnosti. Druhú možnosť rieši nasledujúca podkapitola. Schematické znázornenie štruktúry riadenia zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 2.4 Znázornenie štruktúry riadenia 3f aktívneho usmerňovača v dq sústave (prevzaté z [11] a upravené)

Blok regulácie prúdov je osobitne znázornený na nasledujúcom obrázku.



Obr. 2.5 Blok regulácie prúdov (prevzaté z [11] a upravené)

Regulačné štruktúry na Obr. 2.4 a Obr. 2.5 platia pre transformáciu do *dq* typu 2. Pri tejto transformácii riadi prúd i_d činný výkon a prúd i_q jalový výkon odovzdávaný do/zo siete podľa nasledujúcich rovníc: [11]

$$P = \frac{3}{2} U_{fmax} i_d, \quad (2.9)$$

$$Q = \frac{3}{2} U_{fmax} i_q. \quad (2.10)$$

Výstupom regulátoru napätia medziobvodu je prúd určujúci činný výkon, v prípade transformácie typu 2 je to prúd $i_{d,z}$ (Obr. 2.4). Ak je žiadaná hodnota prúdu i_q rovná nule, je jalový výkon nulový a usmerňovač odoberá zo siete fázové prúdy vo fáze s napätím (účinník je 1). Žiadanú hodnotu prúdu i_q je možné nastaviť a tým regulovať množstvo jalového výkonu odovzdávaného do/zo siete (rovnica (2.10)). Keďže usmerňovač odoberá zo siete sínusové prúdy, správa sa voči sieti ako lineárna impedancia. Pre činný a jalový výkon na trojfázovej lineárnej impedancii napájanej harmonickým napätím platí: [12]

$$P = 3 U_{f,ef} I_{f,ef} \cos \varphi = \frac{3}{2} U_{f,max} I_{f,max} \cos \varphi, \quad (2.11)$$

$$Q = 3 U_{f,ef} I_{f,ef} \sin \varphi = \frac{3}{2} U_{f,max} I_{f,max} \sin \varphi. \quad (2.12)$$

Z porovnania rovníc (2.11) a (2.12) s rovnicami (2.9) a (2.10) vyplývajú nasledujúce vzťahy:

$$i_d = I_{f,max} \cos \varphi, \quad (2.13)$$

$$i_q = I_{f,max} \sin \varphi. \quad (2.14)$$

Odtiaľ je možné získať vzťah pre výpočet žiadanej hodnoty prúdu i_q pri zvolenom fázovom posune a známom činnom výkone:

$$i_q = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} i_d = \tan(\varphi) \cdot i_d = \tan(\varphi) \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{U_{f,max}} = \tan(\varphi) \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{DC} I_{DC}}{U_{f,max}}. \quad (2.15)$$

Napätie medziobvodu U_{DC} sa správa ako prevodník výkonovej nerovnováhy:

a) tok výkonu z aktívnej záťaže do siete: ak je dodávaný výkon na DC strane väčší ako výkon odovzdávaný do siete, bude napätie U_{DC} (na kondenzátore medziobvodu) narastať,

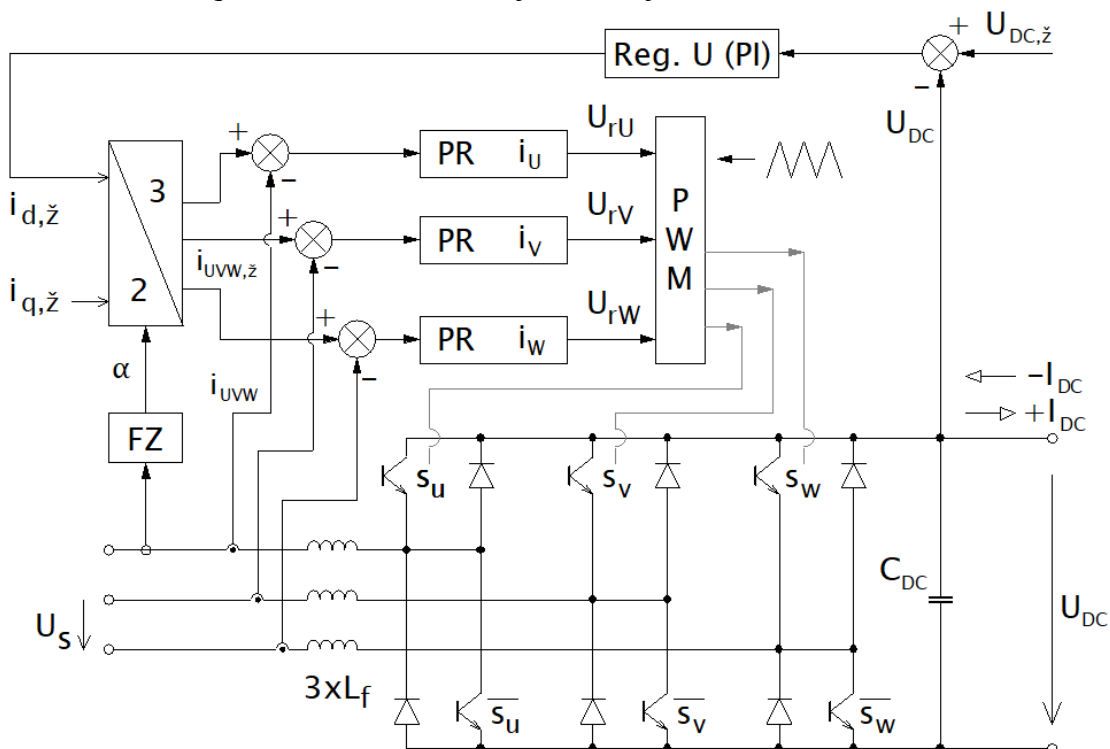
b) tok výkonu zo siete do záťaže: ak je odoberaný výkon na DC strane väčší ako výkon dodávaný zo siete, bude napätie U_{DC} klesať.

Preto požiadavka dodávania/odberu výkonu sa dá vyjadriť ako požiadavka na udržanie napätia medziobvodu na žiadanej konštantnej hodnote. Z toho dôvodu je výstupom regulátoru napätia žiadaná hodnota prúdu ovplyvňujúceho činný výkon (i_d v prípade transformácie typu 2. Ak je prúd i_d kladný, činný výkon sa dodáva zo siete do záťaže. Ak je záporný, tak je činný výkon odovzdávaný do siete (2.9)). [11]

PI regulátory prúdov regulujú jednosmerné veličiny i_d , i_q . Prúdy i_d , i_q sú odvodené od fázových prúdov $i_{U,V,W}$ Parkovou transformáciou s využitím fázového uhlu fázy U siete, ktorý je výstupom fázového závesu. Výstupom regulátorov prúdov i_d a i_q sú riadiace signály v d a q ose (U_{rd} , U_{rq}), ktoré sú inverznou Parkovou transformáciou prevedené na 3 riadiace signály sínusového tvaru. Tieto sínusové riadiace signály sú v bloku PWM porovnávané s vysokofrekvenčným nosným signálom pre získanie PWM na riadenie tranzistorov aktívneho usmerňovača. [11]

2.3 Riadenie v zmiešanej dq - UVW sústave

Schému riadenia v dq - UVW sústave zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 2.6 Schéma riadenia 3f aktívneho usmerňovača v dq - UVW sústave (prevzaté z [11] a upravené)

V predchádzajúcom type riadenia regulovali regulátory prúdov jednosmerné veličiny – prúdy i_d, i_q . V tomto type riadenia však regulátory prúdov regulujú priamo striedavé veličiny – fázové prúdy i_U, i_V, i_W . To znamená, že fázové prúdy už nie sú transformované pomocou Parkovej transformácie do dq sústavy. Žiadané hodnoty fázových prúdov sú však získané inverznou Parkovou transformáciou aplikovanou na prúdy $i_{d,z}$ a $i_{q,z}$ s využitím fázového uhlu fázy U z výstupu fázového závesu. Žiadané hodnoty fázových prúdov sú striedavé veličiny s frekvenciou 50 Hz. Z tohto dôvodu nie je vhodné využívať regulátory typu PI. Pri použití PI regulátorov prúdu by bola odchýlka amplitúdy a fázy v ustálenom stave nenulová. Preto je potrebné pristúpiť k iným druhom regulátorov: k PR regulátorom. [11]

PR (proporcionálne-rezonančné) regulátory využívajú zovšeobecnené integrátory, ktoré majú nekonečné zosilnenie na určitej frekvencii. To umožňuje použitie harmonického signálu ako signálu žiadanej hodnoty. Žiadaný signál bude mať frekvenciu siete (50 Hz), pričom takto navrhnuté PR regulátory nereagujú na iné frekvencie (vyššie harmonické zložky). [11]

Prenosová funkcia PI regulátoru je nasledovná: [11]

$$F_{PI} = K_p + \frac{K_i}{p}, \quad (2.16)$$

kde K_p je zosilnenie proporcionálneho člena a K_i je zosilnenie integračného člena.

Prenosová funkcia PR regulátoru má tvar: [11]

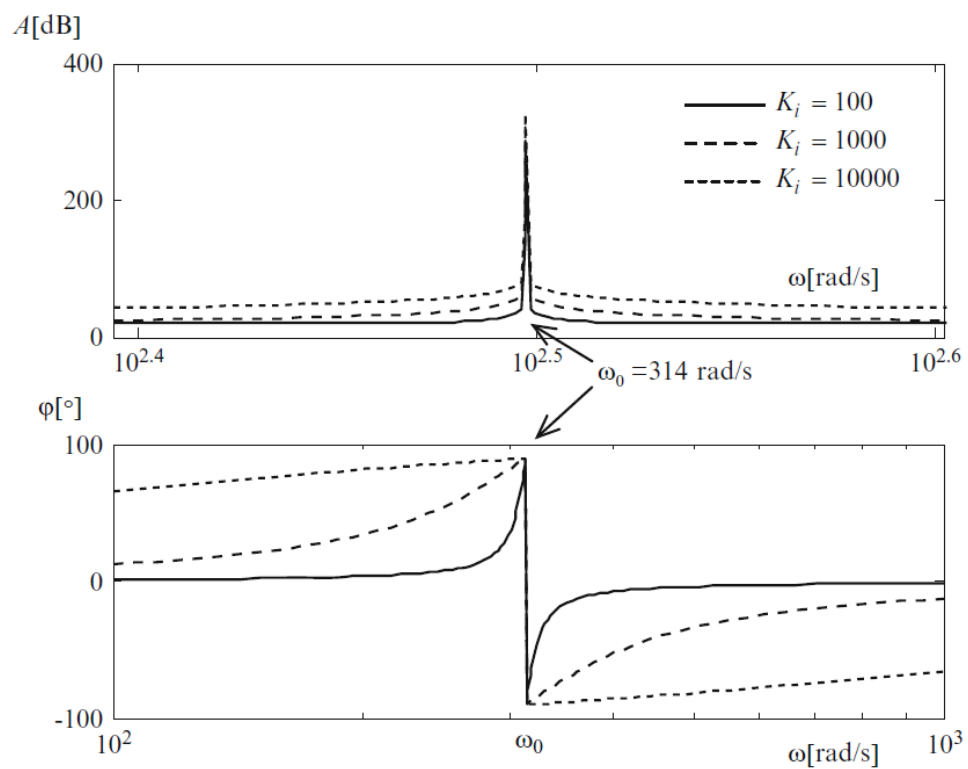
$$F_{PR} = K_p + \frac{2K_ip}{p^2 + \omega_0^2}, \quad (2.17)$$

kde druhý člen v rovnici (2.17) sa nazýva rezonančný člen. Integrátor má nekonečné zosilnenie na nulovej frekvencii (DC). Naproti tomu rezonančný člen v rovnici (2.17) má nekonečné zosilnenie na určitej frekvencii ω_0 (rezonančná frekvencia), ktorá môže byť odlišná od nulovej, čo umožňuje získať nulovú odchýlku v ustálenom stave na frekvencii ω_0 . Preto sa tento rezonančný člen nazýva tiež zovšeobecnený integrátor. Frekvenčnú charakteristiku PR regulátoru znázorňuje Obr. 2.7. [11]

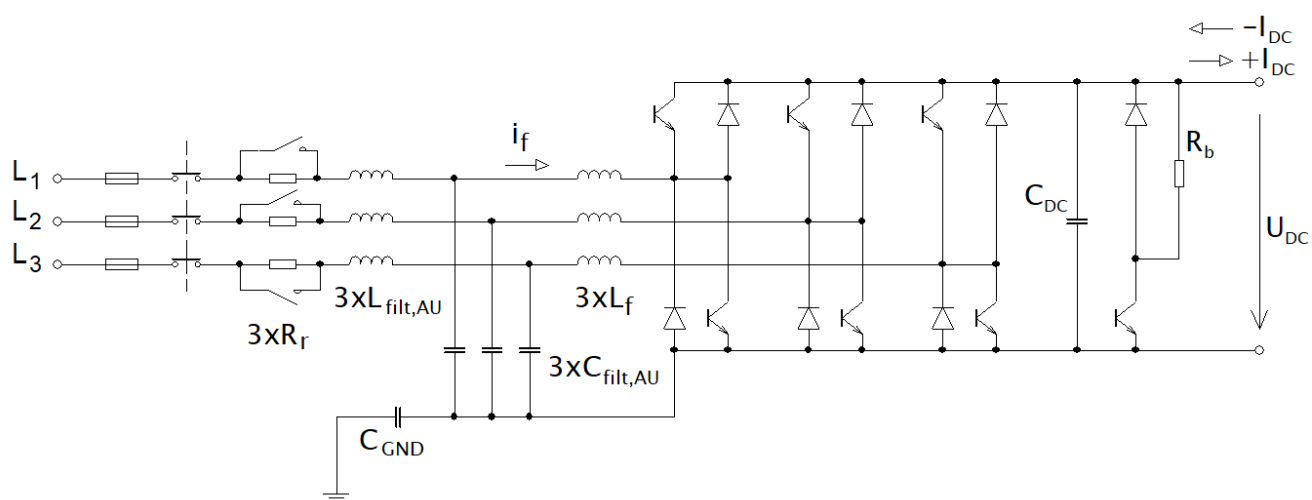
Žiadaná hodnota prúdu i_d je výstupom regulátoru napätia medziobvodu, aby bola zaistená výkonová rovnováha. Žiadanú hodnotu prúdu i_q je možné zvoliť a tým regulovať množstvo jalového výkonu odovzdávaného do siete. Nadradená napäťová slučka pracuje v dq sústave a podriadené prúdové slučky pracujú v UVW sústave.

Pozn.: model vytvorený v Simulinku bude riadený v dq sústave.

Pozn.: zapojenie aktívneho usmerňovača je možné doplniť o poistky na vstupe, zapínacie tlačidlo, rozbehové odpory a sieťový LC filter. Na výstup je možné paralelne ku kondenzátoru pripojiť brzdný odpor, ktorý bude pohlcovať energiu z aktívnej záťaže v prípade nárastu napätia na kondenzátore nad povolenú medzu. Celé zapojenie zobrazuje Obr. 2.8.



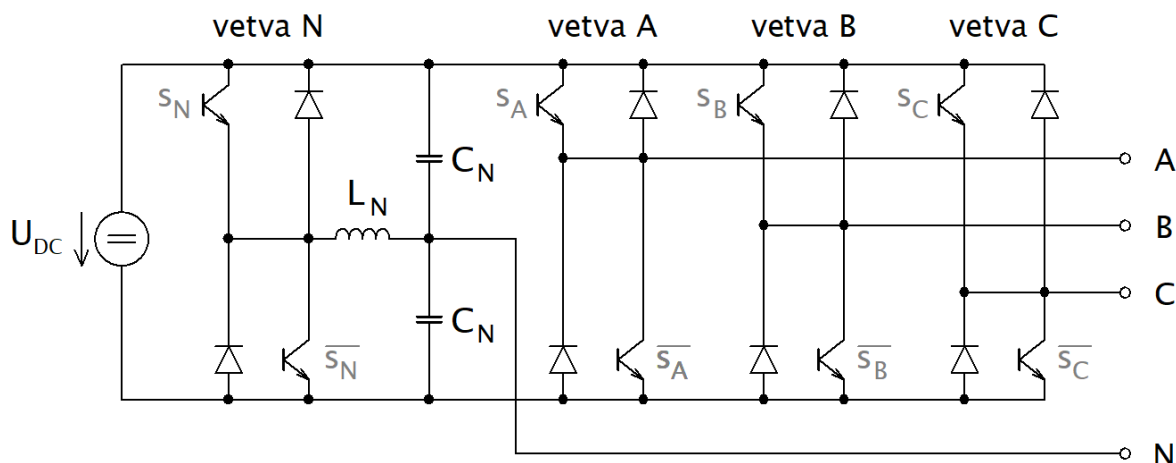
Obr. 2.7 Frekvenčná charakteristika PR regulátoru pre rôzne zosilnenia K_i (prevzaté z [11])



Obr. 2.8 Celá schéma aktívneho usmerňovača

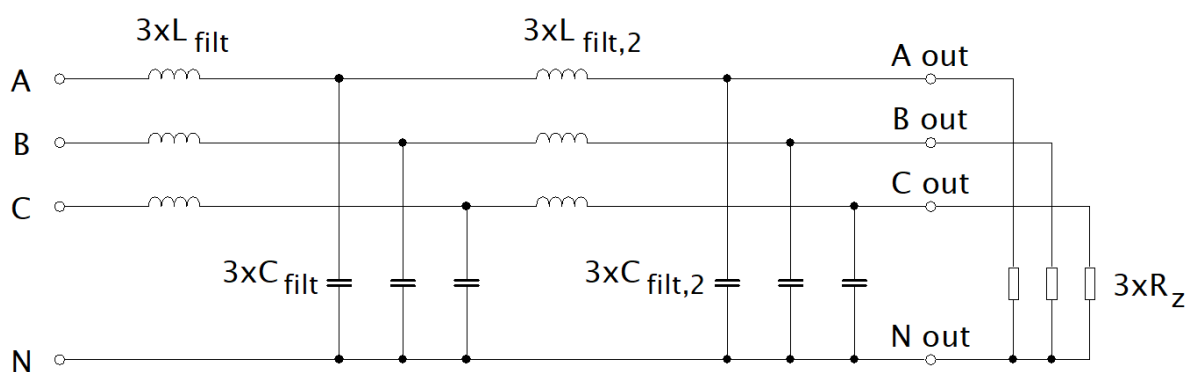
3 POPIS TROJFÁZOVÉHO STRIEDAČA

Schému zapojenia silovej časti trojfázového striedača s vyvedeným stredom znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 3.1 Schéma silovej časti 3f striedača s vyvedeným stredom

Na svorky označené A, B, C, N sú pripojené výstupné LC filtre, ktoré filtrujú pulzy zo sínusovej PWM tak, aby na ich výstupoch boli napätia harmonického priebehu. Schému zapojenia týchto LC filtrov zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 3.2 Zapojenie LC filtrov na výstupe striedača

Vysvetlenie princípu činnosti trojfázového striedača: riadiace štruktúry zabezpečia generovanie troch riadiacich signálov pre vetvy A, B, C na základe požadovaného priebehu fázových napätí na výstupe striedača. Z týchto troch riadiacich signálov je na princípe unipolárneho riadenia v bloku PWM modulátoru generovaných 6 riadiacich signálov pre jednotlivé tranzistory vetiev A, B, C.

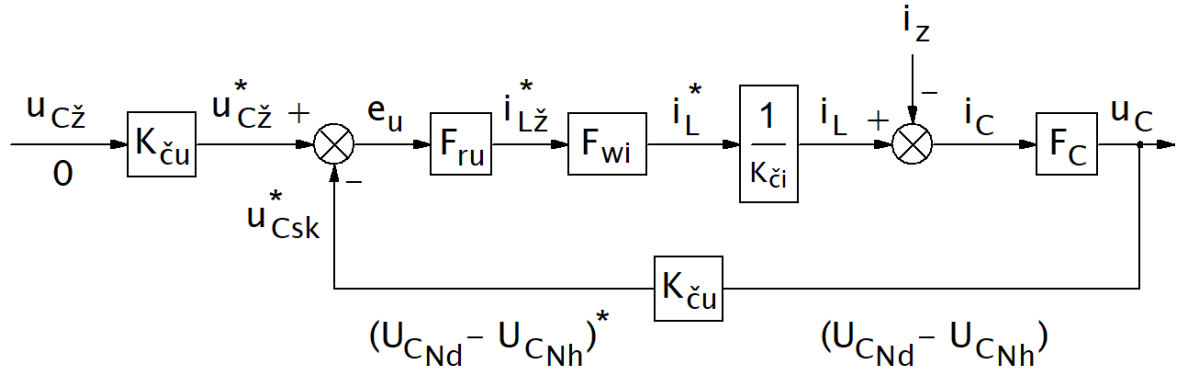
Riadiace štruktúry môžu byť založené na princípe stavového riadenia, príp. kaskádnej regulácie. Oba druhy riadenia budú vysvetlené v príslušných podkapitolách (3.2; 3.3).

Riadiaca štruktúra vetvy pre nulový vodič je založená na princípe kaskádnej regulácie a tiež bude vysvetlená v príslušnej podkapitole (3.1).

Trojfázovému striedaču je predradený aktívny usmerňovač. Zdroj jednosmerného napätia U_{DC} na Obr. 3.1 predstavuje napäťový medziobvod tvorený kondenzátorom C_{DC} s paralelne pripojeným brzdným odporom pre pohlcovanie dodávanej energie z aktívnej záťaže.

3.1 Riadenie vetvy pre nulový vodič

Riadiaca štruktúra je založená na kaskádnej regulácii s nadradenou napäťovou slučkou a s podriadenou prúdovou slučkou. Napäťovú slučku zobrazuje nasledujúci obrázok.

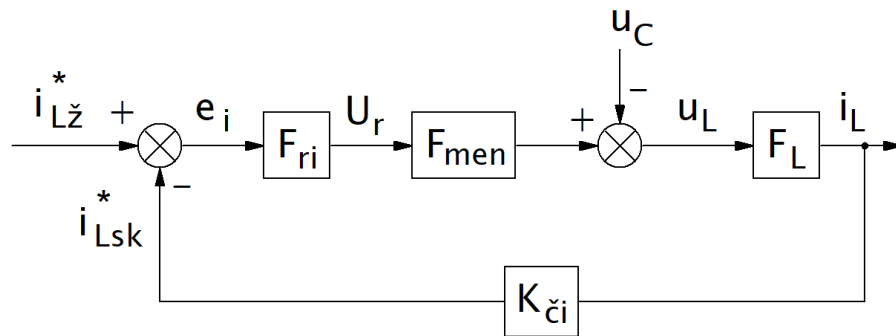


Obr. 3.3 Napäťová slučka pre vetvu N

Veličiny označené na Obr. 3.3 hviezdíčkou predstavujú napäťový signál o meranej veličine z čidla. Prenos označený F_{wi} predstavuje prenos uzavretej prúdovej slučky.

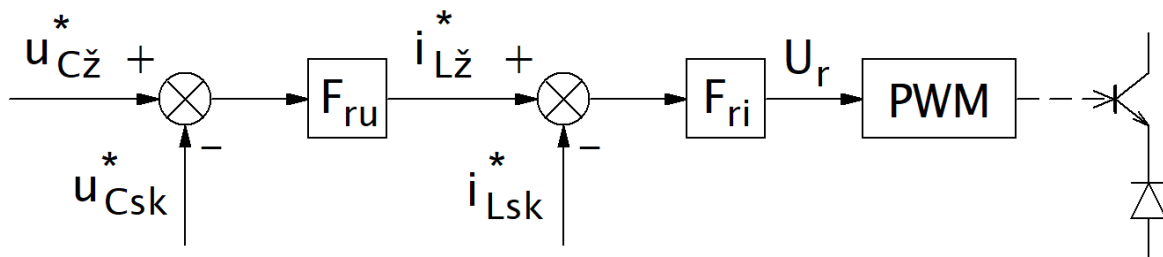
Účelom riadenia vetvy N je zabezpečiť rovnaké napätie na hornom kondenzátore vetvy C_{Nh} a na spodnom kondenzátore vetvy C_{Nd} . Toto napätie preto musí mať hodnotu $\frac{U_{DC}}{2}$. Hodnota kapacít kondenzátorov C_{Nh} a C_{Nd} je rovnaká (Obr. 3.1). Keďže sa reguluje rozdiel napätí na oboch kondenzátoroch, je žiadaná hodnota napätia nulová.

Podriadená prúdová slučka je zobrazená na nasledujúcom obrázku.



Obr. 3.4 Prúdová slučka pre vetvu N

Veličiny označené na Obr. 3.4 hviezdíčkou predstavujú opäť napäťový signál. Žiadaná hodnota prúdu $i_{Lž}^*$ cez tlmivku L_N je výstupom regulátoru napätia. Výstupom regulátoru prúdu je riadiaci signál vstupujúci do bloku PWM modulátoru, kde sú na princípe unipolárneho riadenia generované dva signály ovládajúce spínanie horného a dolného tranzistoru vetvy pre vodič N. Skutočné usporiadanie regulátorov zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 3.5 Usporiadanie regulátorov kaskádnej regulácie

Návrh regulátorov bude súčasťou kapitoly 6.5.

3.2 Stavové riadenie striedača

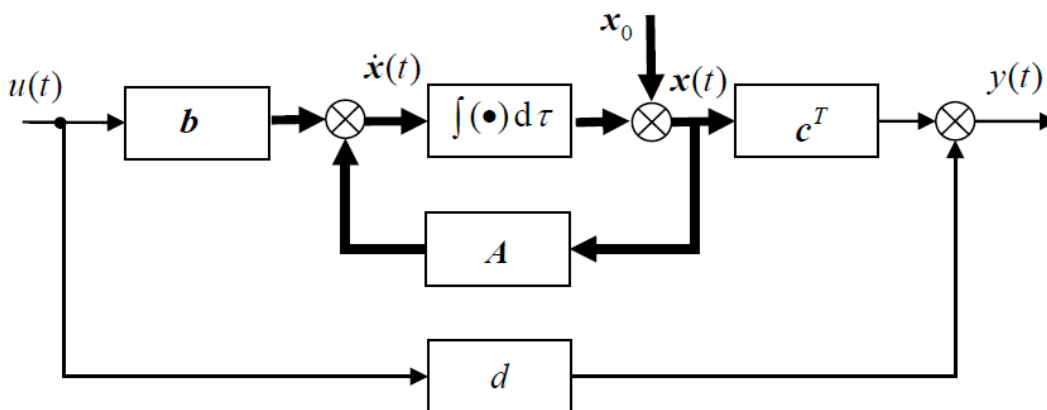
Striedač predstavuje jednorozmerný lineárny dynamický systém. Na začiatok je potrebné vytvoriť jeho matematický model. Zo všetkých matematických modelov lineárnych dynamických systémov je najvšeobecnejší stavový model:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad \text{-- stavová rovnica,} \quad (3.1)$$

$$y(t) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t) + du(t) \quad \text{-- výstupná rovnica,} \quad (3.2)$$

kde \mathbf{A} je štvorcová stavová matica systému rádu n $[(n \times n)]$, \mathbf{b} – (stĺpcový) stavový vektor vstupu dimenzie n , \mathbf{c} – (stĺpcový) výstupný vektor stavu dimenzie n , d – konštanta prevodu, T – symbol transpozície. Rád systému n je daný počtom stavových premenných; rovnako tak je daný počtom akumulátorov energie. [13]

Bloková schéma stavového modelu lineárneho dynamického systému je na Obr. 3.6.



Obr. 3.6 Bloková schéma stavového modelu (prevzaté z [13])

Pre $d = 0$ je stavový model silne fyzikálne realizovateľný a pre $d \neq 0$ je slabo fyzikálne realizovateľný. [13]

Pri popise lineárnych dynamických systémov vystupujú aj dve základné vlastnosti: **riaditeľnosť** a **pozorovateľnosť**. Systém je riaditeľný, ak determinant matice riaditeľnosti je rôzny od nuly:

$$\mathbf{Q}_{co}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) = [\mathbf{b}, \mathbf{A}\mathbf{b}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{b}], \quad \det \mathbf{Q}_{co}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) \neq 0, \quad (3.3)$$

kde \mathbf{Q}_{co} – **matica riaditeľnosti** rádu n $[(n \times n)]$.

Systém je pozorovateľný, ak determinant matice pozorovateľnosti je rôzny od nuly:

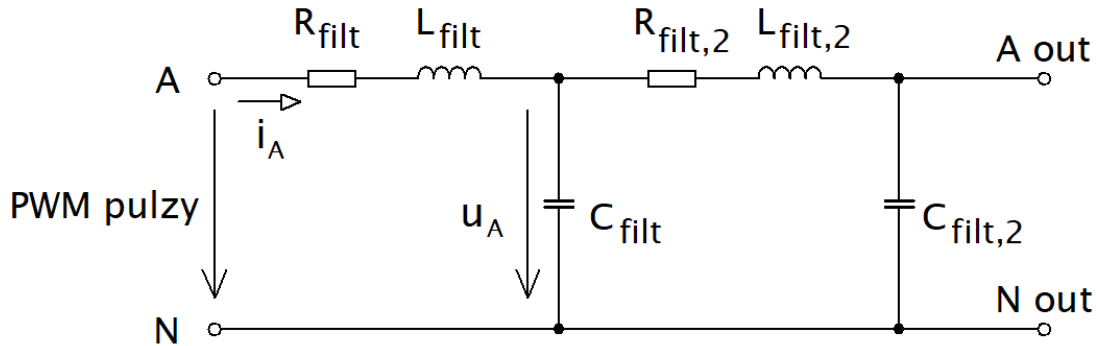
$$\mathbf{Q}_{ob}(\mathbf{A}, \mathbf{c}^T) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T \mathbf{A} \\ \vdots \\ \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{n-1} \end{bmatrix}, \quad \det \mathbf{Q}_{ob}(\mathbf{A}, \mathbf{c}^T) \neq 0, \quad (3.4)$$

kde \mathbf{Q}_{ob} – **matica pozorovateľnosti** rádu n $[(n \times n)]$. [13]

Ak je systém riaditeľný, znamená to, že existuje taká vstupná veličina (riadenie) $u(t)$, ktorá prevedie daný systém z ľubovoľného počiatočného stavu $\mathbf{x}(t_0)$ do iného ľubovoľného koncového stavu $\mathbf{x}(t_1)$ za konečnú dobu $t_1 - t_0$. Najčastejšie sa predpokladá, že koncový stav je počiatok súradníc, tj. $\mathbf{x}(t_1) = \mathbf{0}$. [13]

Ak je systém pozorovateľný, znamená to, že na základe priebehu vstupnej veličiny (riadenia) $u(t)$ a výstupnej veličiny $y(t)$ na konečnom časovom intervale $t_1 - t_0$ je možné určiť počiatočný stav $\mathbf{x}(t_0)$. [13]

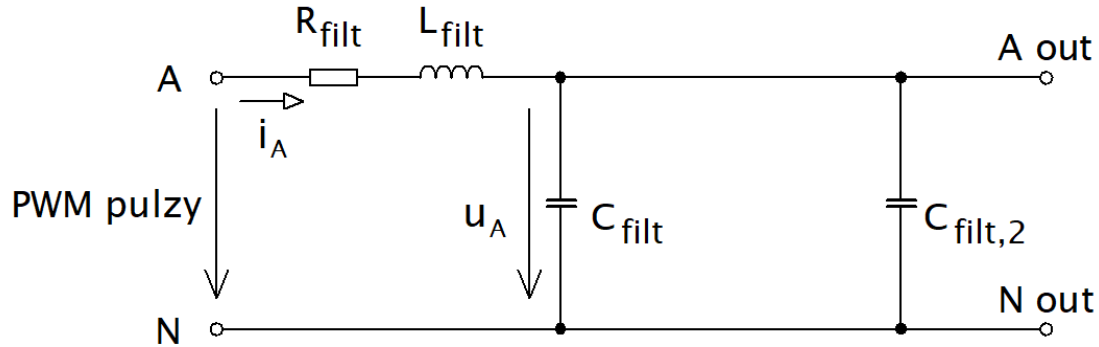
Prejdime teraz k vytvoreniu stavového modelu striedača. Stavový model bude reprezentovať jednu fázu, pretože topologické zapojenie ostatných dvoch fáz je zhodné. Vďaka tomu bude možné regulovať napätie každej fázy osobitne, aj keď návrh stavového regulátoru je zhodný pre všetky tri fázy. Schematické zapojenie jednej fázy striedača pre vytvorenie matematického modelu znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 3.7 Schéma jednej fázy striedača - celá

Systém znázornený na Obr. 3.7 má však 4 akumulátory energie (L_{filt} , C_{filt} , $L_{filt,2}$, $C_{filt,2}$). Ako bude číselne dokázané v kapitole 6.6, je impedancia filtračnej tlmivky druhého LC filtra $L_{filt,2}$ spolu so sériovým parazitným odporom $R_{filt,2}$ zanedbateľne malá oproti impedancii kondenzátoru druhého LC filtra $C_{filt,2}$ pri 50 Hz. Výstup sa uvažuje naprázdno. Výstupný RLC filter sa správa tiež ako delič napätia u_A . Keďže impedancia výstupného kondenzátoru má omnoho vyššiu hodnotu ako impedancia výstupných RL prvkov, bude takmer celé napätie u_A aj na kondenzátore $C_{filt,2}$. Indukčnosť $L_{filt,2}$ spôsobuje taktiež zanedbateľný fázový posun medzi napätím u_A a napätím na kondenzátore $C_{filt,2}$. Z týchto

dôvodov je možné zanedbať prvky $R_{filt,2}$ a $L_{filt,2}$. Takéto zapojenie znázorňuje nasledujúca schéma.



Obr. 3.8 Schéma jednej fázy striedača - zjednodušená

Z tejto schémy je vidieť, že pri zanedbaní prvkov $R_{filt,2}$ a $L_{filt,2}$ ležia oba kondenzátory paralelne a môžeme ich považovať za jeden kondenzátor s kapacitou rovnou súčtu kapacít oboch kondenzátorov C_{filt} a $C_{filt,2}$. To je veľmi výhodné, pretože týmto zjednodušením klesol rád sústavy zo 4 na 2.

Stavový model striedača vznikne na základe diferenciálnych rovníc podľa I. a II. Kirchhoffovho zákona, ktoré popisujú zjednodušené zapojenie na Obr. 3.8. Na vstupe znázorneného zapojenia sú PWM pulzy z výstupov tranzistorových vetiev striedača. Pre zostavenie matematického modelu je však možné nahradiť PWM pulzy ich prvou harmonickou, pretože vyššie harmonické zložky sú LC filtrom potlačené. Práve prvá harmonická sa skutočne objaví na výstupe LC filtra, teda na kondenzátore C_{filt} , presnejšie na paralelnej kombinácii kondenzátorov C_{filt} a $C_{filt,2}$. LC filter je navrhnutý tak, aby nízke frekvencie (vrátane 50 Hz) prepúšťal na výstup bez zmeny amplitúdy a fázy. Frekvenciu 20 kHz, čo odpovedá frekvencii PWM, však potláča 100-násobne.

Z princípu činnosti striedača vyplýva, že tranzistorová vetva sa správa ako zosilňovač modulačného signálu pre PWM. Modulačný signál U_{rA} má harmonický priebeh a maximálny rozkmit od -1 do 1. Prvá harmonická zložka PWM pulzov (teda fázové napätie) má maximálny rozkmit od $-\frac{U_{DC}}{2}$ do $\frac{U_{DC}}{2}$. Hodnota $\frac{U_{DC}}{2}$ predstavuje zosilnenie meniča $K_{men,VM}$. Preto prvú harmonickú zložku PWM pulzov je možné vyjadriť ako $\frac{U_{DC}}{2} \cdot U_{rA} = K_{men,VM} \cdot U_{rA}$.

Potom na základe II. Kirchhoffovho zákona platí:

$$K_{men,VM} \cdot U_{rA} = R_{filt} \cdot i_A + L_{filt} \frac{di_A}{dt} + u_A. \quad (3.5)$$

Podľa I. Kirchhoffovho zákona platí:

$$i_A = C_{\Sigma} \frac{du_A}{dt}, \quad (3.6)$$

kde $C_{\Sigma} = C_{filt} + C_{filt,2}$.

Po osamostatnení derivácií stavových veličín obdržíme:

$$\frac{di_A}{dt} = -\frac{R_{filt}}{L_{filt}} \cdot i_A - \frac{1}{L_{filt}} \cdot u_A + \frac{K_{men,VM}}{L_{filt}} \cdot U_{rA}, \quad (3.7)$$

$$\frac{du_A}{dt} = \frac{1}{C_\Sigma} \cdot i_A. \quad (3.8)$$

Rovnice (3.7) a (3.8) je možné zapísať aj maticovo, aby vynikla podobnosť so zápisom stavového modelu podľa rovníc (3.1) a (3.2). Ako výstup zvolíme jednu zo stavových premenných, fázové napätie u_A .

$$\begin{pmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{du_A}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{filt}}{L_{filt}} & -\frac{1}{L_{filt}} \\ \frac{1}{C_\Sigma} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_A \\ u_A \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{K_{men,VM}}{L_{filt}} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot U_{rA}, \quad (3.9)$$

$$y = (0 \quad 1) \cdot \begin{pmatrix} i_A \\ u_A \end{pmatrix} = u_A. \quad (3.10)$$

Porovnaním rovníc (3.9) a (3.10) so všeobecným zápisom stavového modelu (3.1) a (3.2) získame nasledovné identity:

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_A \\ u_A \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{filt}}{L_{filt}} & -\frac{1}{L_{filt}} \\ \frac{1}{C_\Sigma} & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{b} = \begin{pmatrix} \frac{K_{men,VM}}{L_{filt}} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (3.11)$$

$$\mathbf{c}^T = (0 \quad 1); \quad d = 0; \quad u(t) = U_{rA}. \quad (3.12)$$

Vysvetlenie princípu stavového riadenia [13]:

Uvažujme jednorozmerný riadený lineárny dynamický systém

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (3.13)$$

$$y(t) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t), \quad (3.14)$$

ktorý je riaditeľný, pozorovateľný a silne fyzikálne realizovateľný ($d = 0$). Tento systém má póly p_1, p_2, \dots, p_n určené na základe charakteristického mnohočlenu $N(p)$, kde

$$\begin{aligned} N(p) &= \det(p\mathbf{I} - \mathbf{A}) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0 = \\ &= (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Zo vzťahu (3.15) vyplýva, že póly systému sú vlastnými číslami matice \mathbf{A} .

Úlohou **stavového regulátoru** reprezentovaného vektorom (Obr. 3.9, rovnica (3.16))

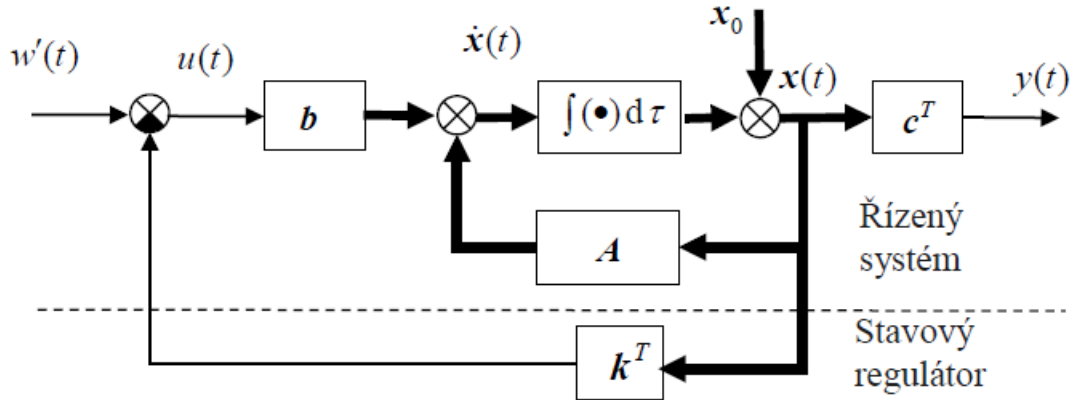
$$\mathbf{k} = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T \quad (3.16)$$

je zaistiť u uzavretého systému riadenia žiadané póly $p_1^w, p_2^w, \dots, p_n^w$ opäť dané charakteristickým mnohočlenom $N_{kw}(p)$, kde

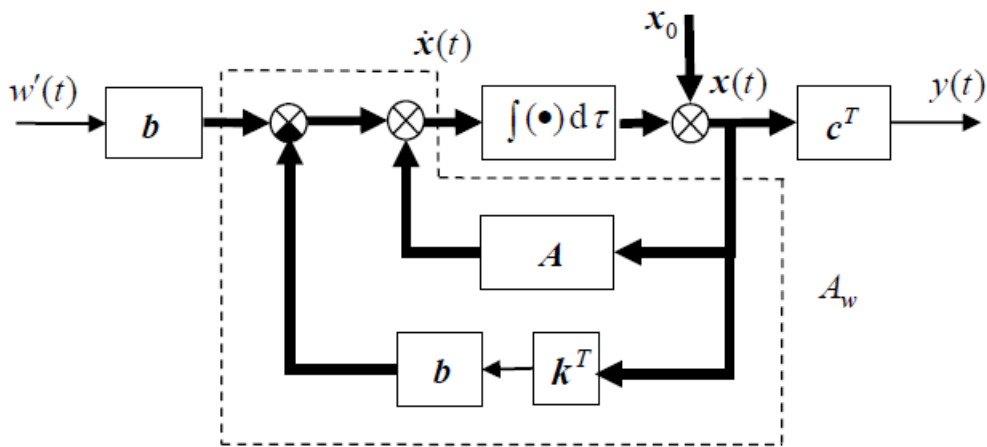
$$\begin{aligned} N_{kw}(p) &= \det(pI - A_w) = p^n + a_{n-1}^w p^{n-1} + \dots + a_1^w p + a_0^w = \\ &= (p - p_1^w)(p - p_2^w) \dots (p - p_n^w). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Zo vzťahu (3.17) vyplýva, že žiadané póly systému sú vlastnými číslami matice A_w .

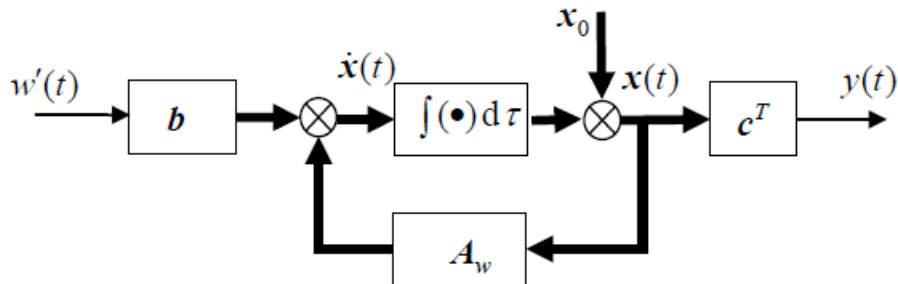
a)



b)



c)



Obr. 3.9 Bloková schéma systému riadenia so stavovým regulátorom bez vstupnej korekcie:
a) pôvodná, b) upravená, c) výsledná
(prevzaté z [13])

Uzavretý systém riadenia so spätnoväzbovým stavovým regulátorom môže byť v súlade s Obr. 3.9 popísaný stavovým modelom

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_w \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} w'(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad (3.18)$$

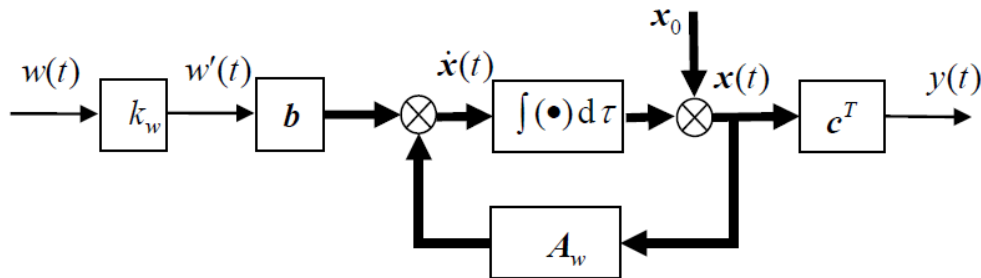
$$y(t) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(t), \quad (3.19)$$

kde matica uzavretého systému riadenia je daná vzťahom (Obr. 3.9b)

$$\mathbf{A}_w = \mathbf{A} - \mathbf{b} \mathbf{k}^T. \quad (3.20)$$

Aby v ustálenom stave platilo $y = w$, je potrebné do vstupu umiestniť korekciu [13]

$$k_w = -\frac{1}{\mathbf{c}^T \mathbf{A}_w^{-1} \mathbf{b}}. \quad (3.21)$$



Obr. 3.10 Bloková schéma systému riadenia so stavovým regulátorom a vstupnou korekciou (prevzaté z [13])

Pozn.: signál $u(t)$ vyjadruje **akčnú veličinu** (riadenie), signál $w(t)$ označuje **žiadanú hodnotu výstupnej veličiny**.

Pozn.: šípka nakreslená tenkou čiarou v blokovej schéme vyjadruje jednorozmerný signál (veličinu), šípka nakreslená hrubou čiarou predstavuje mnohorozmerný signál (veličinu).

Pre priamy výpočet spätnoväzbového vektoru \mathbf{k}^T je možné využiť **Ackermannov vzťah**:

$$\begin{aligned} \mathbf{k}^T &= [0, 0, \dots, 0, 1] \cdot \mathbf{Q}_{co}^{-1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) \cdot N_{kw}(\mathbf{A}) = \\ &= [0, 0, \dots, 0, 1] \cdot \mathbf{Q}_{co}^{-1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) \cdot [\mathbf{A}^n + a_{n-1}^w \mathbf{A}^{n-1} + \dots + a_1^w \mathbf{A} + a_0^w \mathbf{I}], \end{aligned} \quad (3.22)$$

kde koeficienty a_{n-1}^w až a_0^w sú koeficienty u členov požadovaného charakteristického mnohočlenu N_{kw} podľa rovnice (3.17).

Pre systém 2. rádu (ktorým je aj striedač) má Ackermannov vzťah tvar:

$$\mathbf{k}^T = [0, 1] \cdot \mathbf{Q}_{co}^{-1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) \cdot [\mathbf{A}^2 + a_1^w \mathbf{A} + a_0^w \mathbf{I}]. \quad (3.23)$$

Tento vzťah bude využitý pre výpočet vektoru \mathbf{k}^T stavového regulátoru pre striedač. [13]

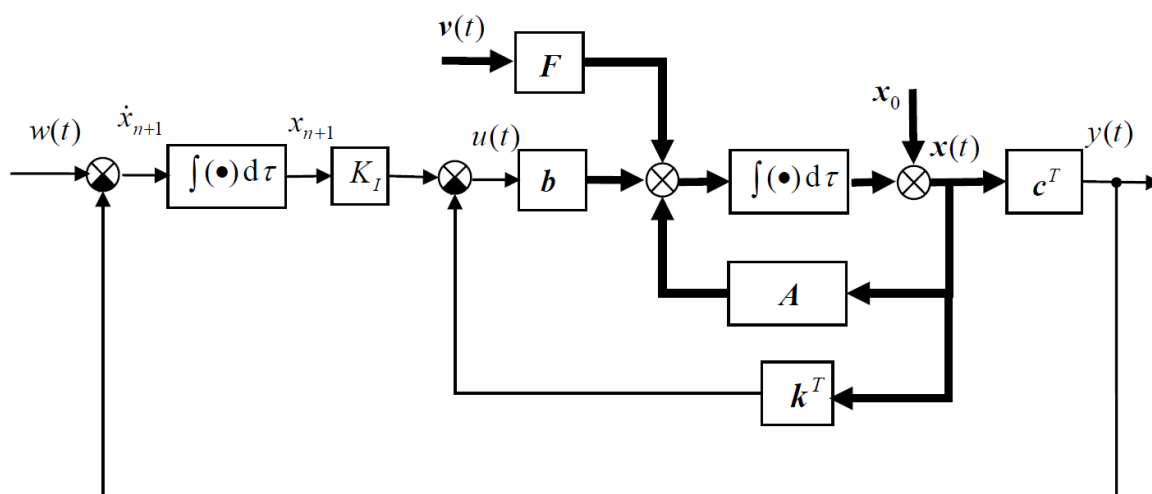
Pre výpočet vektoru \mathbf{k}^T je tiež možné využiť v Matlabe príkaz `place`. Syntax príkazu je nasledovná:

$K = \text{place}(A, B, p)$,

kde p je vektor žiadaných pólov, A je stavová matica systému, B je vstupná matica (príp. vektor) a K je spätnoväzbový stavový vektor (tu označovaný k^T). [14]

Z vyššie uvedeného vyplýva, že pre návrh stavového riadenia je kľúčovým krokom voľba nových (žiadaných) pólov riadeného systému. Existuje niekoľko metód, ktorými je možné zvoliť žiadané póly riadeného systému. V príslušných podkapitolách tejto kapitoly budú rozobraté nasledujúce spôsoby: **voľba násobných reálnych pólov, voľba pólov na základe kritéria ITAE, voľba pólov cez LQR.**

Doteraz popisované stavové riadenie zabezpečí požadované rozmiestnenie pólov riadeného systému, nedokáže však vykompenzovať účinok poruchových veličín. Pre odstránenie účinku poruchových veličín je potrebné pridať slučku s I regulátorom. Takýto typ riadenia sa nazýva integračné stavové riadenie. Práve tento typ bude použitý pri riadení striedača, pretože poruchovou veličinou je v tomto prípade zaťažovací prúd a striedač nebude pracovať naprázdno. Blokovú schému integračného stavového riadenia zobrazuje nasledujúci obrázok. [13]



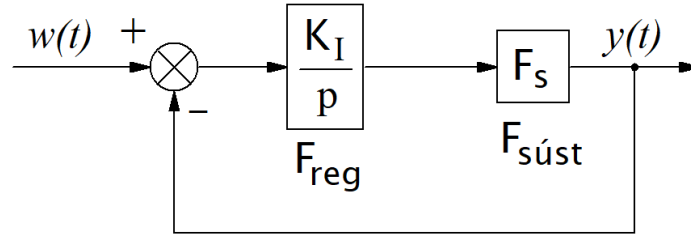
Obr. 3.11 Bloková schéma integračného stavového riadenia
(prevzaté z [13])

K_I je váha integračnej zložky, $v(t)$ je vektor porúch dimenzie p , F je poruchová matica dimenzie $(n \times p)$. Pre dokončenie návrhu integračného stavového riadenia je potrebné určiť váhu integračnej zložky K_I . Parameter K_I je možné zvoliť s využitím metódy **koreňového hodografu**, na čo slúži v Matlabe nástroj *rltool*. Koreňový hodograf je zobrazenie priebehu pólov systému v závislosti na premenlivom zosilnení v komplexnej rovine. Čím väčšie je toto zosilnenie (K_I), tým rýchlejšie dochádza k vyregulovaniu odchýlky. So zvyšujúcim sa zosilnením však klesá fázová bezpečnosť otvorenej slučky, ktorá by sa nemala dostať pod hodnotu 40° . Preto voľba parametra K_I prebieha simuláciou otvorenej slučky, pričom parameter K_I sa volí tak veľký, aby sa fázová bezpečnosť otvorenej slučky zhora blížila k 40° . Prípadne je možné voliť parameter K_I podľa požadovanej odozvy uzavretej slučky riadeného systému aj s integrátorom na jednotkový skok – pomocou nástroja *rltool*. [15], [11]

Pri daných maticiach A, B, C, D stavového modelu (v texte označené ako A, b, c^T, d) je možné pre určenie parametra K_I využiť Matlab:

- simulácia otvorenej slučky

Riadený systém so stavovým regulátorom (Obr. 3.9) je možné nahradiť jednou prenosovou funkciou. Tým sa zjednoduší aj schéma integračného stavového riadenia (Obr. 3.11) do tvaru, ktorý uvádza nasledujúci obrázok.



Obr. 3.12 Zjednodušená schéma integračného stavového riadenia

Pozn.: stavový model popísaný maticami **A**, **B**, **C**, **D** (resp. **A**, **b**, **c^T**, **d**) (Obr. 3.6) je možné previesť na odpovedajúcu prenosovú funkciu (Obr. 3.13) s využitím vzťahu

$$F(p) = \mathbf{c}^T (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} + d, \quad (3.24)$$

kde $F(p)$ je prenosová funkcia, ktorú je možné vyjadriť všeobecne ako

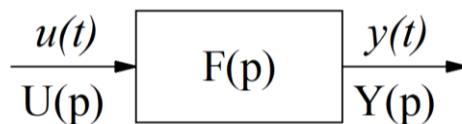
$$F(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{M(p)}{N(p)}, \quad (3.25)$$

kde $M(p)$ je mnohočlen v čitateli prenosu (**korene** = **nuly** lineárneho dynamického systému), $N(p)$ je charakteristický mnohočlen (mnohočlen v menovateli prenosu; **korene** = **póly** lineárneho dynamického systému). Charakteristický mnohočlen je možné vyjadriť tiež ako

$$N(p) = \det(p\mathbf{I} - \mathbf{A}). \quad (3.26)$$

Po pridaní stavového regulátoru reprezentovaného vektorom \mathbf{k}^T prejde stavový model do tvaru zobrazeného na Obr. 3.9 c). Inak povedané, zo stavovej matice systému **A** sa stane matica **A_w**. Potom je možné zadať žiadaný charakteristický mnohočlen uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom N_{kw} nasledovne: [13]

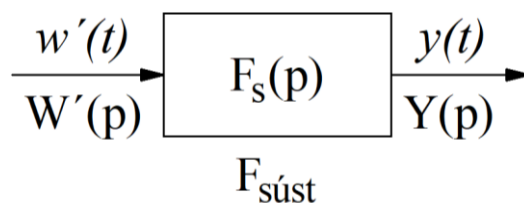
$$N_{kw}(p) = \det(p\mathbf{I} - \mathbf{A}_w). \quad (3.27)$$



Obr. 3.13 Bloková schéma systému (prevzaté z [13] a upravené)

Potom stavový model uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom (Obr. 3.9) je možné previesť na odpovedajúcu prenosovú funkciu (Obr. 3.14) na základe vzťahu

$$F_s(p) = \mathbf{c}^T (p\mathbf{I} - \mathbf{A}_w)^{-1} \mathbf{b} + d. \quad (3.28)$$



Obr. 3.14 Bloková schéma systému so stavovým regulátorom

V Matlabe:

```
A_w = A - B*K % K je spätnoväzbový stavový vektor
určený napr. cez Ackermannov vzťah
[bw aw] = ss2tf(A_w,B,C,D)
F_s = tf(bw,aw) % prenosová funkcia sústavy so stavovým
regulátorom (bez integrátora)
K_I = 8
Freg = tf([K_I],[1 0]); % prenos integračného regulátoru so
zosilnením K_I
Fo = series(Freg,F_s);
margin(Fo)
```

Tu sa nastavuje parameter K_I skusmo, až kým sa fázová bezpečnosť otvorenej slučky (zobrazená cez príkaz `margin`) nebude zhora blížiť k 40° .

Pozn.: príkaz `ss2tf(A_w,B,C,D)` využíva vzťah (3.28).

- cez *rltool*

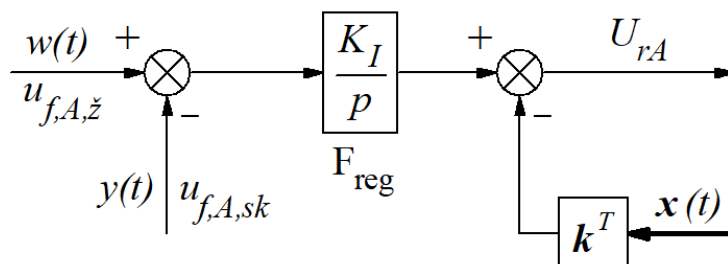
```
Freg = tf([1],[1 0]); % prenos regulátoru (integrátora)
Fo = series(Freg,F_s);
rltool(Fo)
```

Tu sa po otvorení nástroja *rltool* nastaví požadovaná odozva celej uzavretej slučky na jednotkový skok, a to buď zmenou polohy pólov uzavretej slučky v komplexnej rovine potiahnutím myšou, alebo priamym nastavením zosilnenia v bloku Compensator (C). Pri posunutí pólov myšou sa mení zosilnenie v bloku Compensator. Práve toto zosilnenie je rovné parametru K_I . Aj tu je však vhodné skontrolovať fázovú bezpečnosť otvorenej slučky cez príkaz *margin*.

Podrobnejší popis a ukážka praktického návrhu integračného stavového riadenia je v kapitole 6.6.

Skutočné usporiadanie štruktúry stavového riadenia v Simulinku zobrazuje Obr. 3.15. Štruktúra priamo vyplýva z Obr. 3.11. Z porovnania Obr. 3.15 a Obr. 3.5 (Usporiadanie regulátorov kaskádnej regulácie) je možné vidieť, že regulačná štruktúra prakticky použitá v Simulinku končí akčnou veličinou (radiacim signálom).

V nasledujúcich podkapitolách budú uvedené rôzne spôsoby voľby pólov riadeného systému.



Obr. 3.15 Regulačná štruktúra stavového riadenia použitá v Simulinku

3.2.1 Voľba násobných reálnych pólov

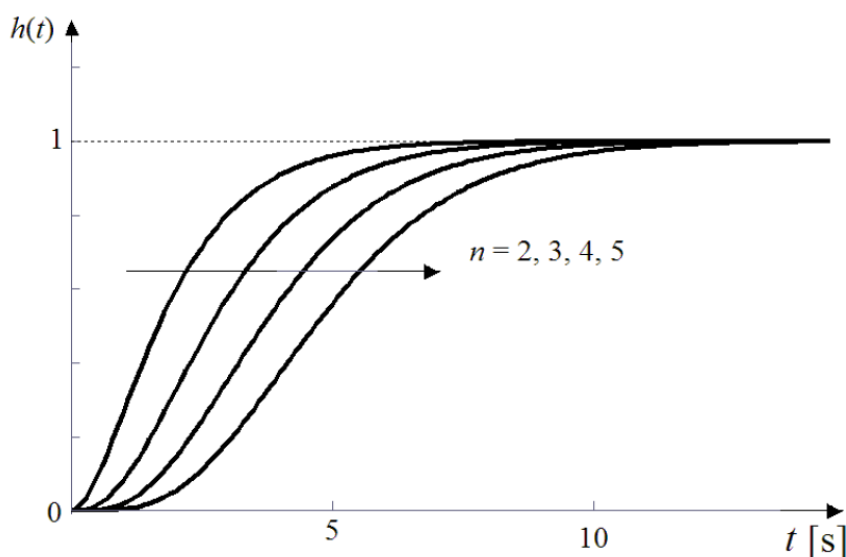
Prvou možnosťou voľby pólov je voľba násobných reálnych pólov, ktoré musia byť z princípu záporné (aby bol systém stabilný). Pri takto zvolených póloch nebude mať riadený systém vnútorné rezonancie, čo prispieva k stabilite. Štandardný binomický tvar s násobným reálnym pólom $p_i^w = -a$; $a > 0$ určí požadovaný charakteristický mnohočlen uzavretého systému riadenia N_{kw} nasledovne:

$$N_{kw}(p) = (p + a)^n, \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} n = 2 & \quad p^2 + 2ap + a^2, \\ n = 3 & \quad p^3 + 3ap^2 + 3a^2p + a^3, \\ n = 4 & \quad p^4 + 4ap^3 + 6a^2p^2 + 4a^3p + a^4, \\ n = 5 & \quad p^5 + 5ap^4 + 10a^2p^3 + 10a^3p^2 + 5a^4p + a^5, \end{aligned} \quad (3.30)$$

kde n je rád systému a konštanta a vyjadruje časovú mierku. Jej voľbou sa prispôsobí štandardný binomický tvar charakteristického mnohočlenu tak, aby odpovedal reálnemu systému. [13]

Prechodové charakteristiky (odozvy na jednotkový skok) pre štandardné binomické tvary (3.30) pre $a = 1$ zobrazuje nasledujúci obrázok.



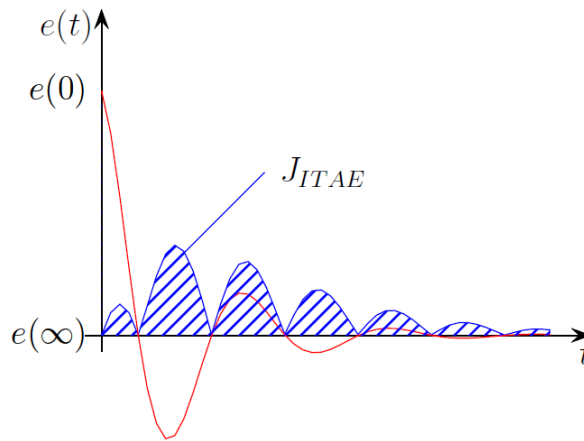
Obr. 3.16 Prechodové charakteristiky pre štandardné binomické tvary pre $a = 1$ (prevzaté z [13])

3.2.2 ITAE kritérium

Ďalšou možnosťou je voľba požadovaných pólov riadeného systému na základe integrálneho kritéria ITAE. Jeho definícia je nasledovná: [13]

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt \rightarrow \min. \quad (3.31)$$

Integrálne kritérium ITAE I_{ITAE} (ITAE = **I**ntegral of **T**ime multiplied by **A**bsolute **E**rror) v sebe zahŕňa čas aj regulačnú odchýlku a preto pri jeho minimalizácii dochádza súčasne k minimalizácii absolútnej regulačnej plochy a aj doby regulácie. Váha odchýlky narastá lineárne s časom. Pre určenie hodnoty integrálneho kritéria ITAE sa používa simulácia, pretože v jeho definícii sa nachádza nelineárna funkcia absolútnej hodnoty, čo prakticky znemožňuje analytický výpočet. [13], [15]



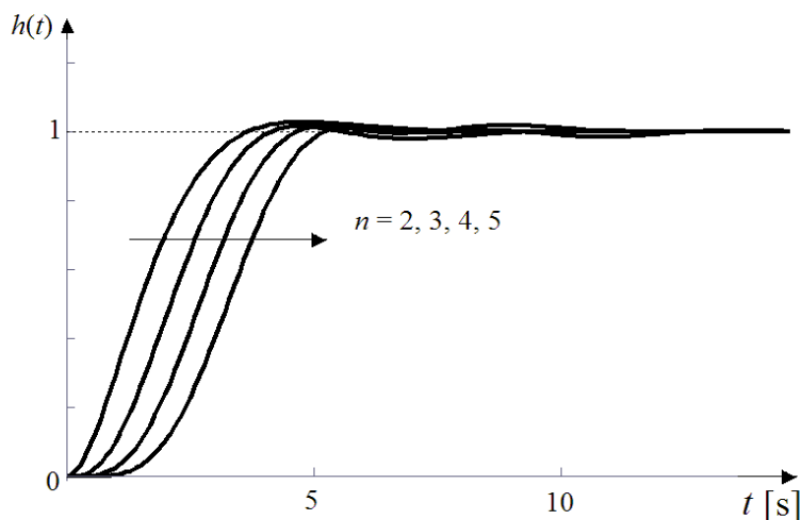
Obr. 3.17 Hodnota ITAE kritéria (prevzaté z [15])

Koeficienty požadovaného charakteristického mnohočlenu uzavretého systému riadenia N_{kw} sú na základe kritéria ITAE určené nasledovne:

$$\begin{aligned} n = 2 & \quad p^2 + 1,505ap + a^2, \\ n = 3 & \quad p^3 + 1,783ap^2 + 2,172a^2p + a^3, \\ n = 4 & \quad p^4 + 1,953ap^3 + 3,347a^2p^2 + 2,648a^3p + a^4, \\ n = 5 & \quad p^5 + 2,068ap^4 + 4,499a^2p^3 + 4,675a^3p^2 + 3,257a^4p + a^5, \end{aligned} \quad (3.32)$$

kde n je rád systému a konštanta a vyjadruje časovú mierku. Jej voľbou sa prispôsobí štandardný tvar charakteristického mnohočlenu podľa ITAE tak, aby odpovedal reálnemu systému. [13]

Prechodové charakteristiky pre štandardné tvary ITAE (3.32) pre $a = 1$ zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 3.18 Prechodové charakteristiky pre štandardné tvary ITAE pre $a = 1$
(prevzaté z [13])

3.2.3 LQR

Poslednou uvedenou možnosťou je využitie lineárneho kvadratického regulátora (LQR). LQR je opäť stavový spätnoväzbový regulátor, ktorého návrh vychádza z požiadavky na dynamiku (matica \mathbf{Q}) a súčasne na spotrebu energie (matica \mathbf{R}). Schéma stavového modelu s regulátorom LQR je zhodná s Obr. 3.9. [16]

Uvažujme sústavu

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t), \quad (3.33)$$

pre ktorú navrhujeme stavový spätnoväzbový regulátor \mathbf{k}^T

$$\mathbf{u} = -\mathbf{k}^T \cdot \mathbf{x} \quad (3.34)$$

taký, aby minimalizoval funkcionál

$$J = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (3.35)$$

kde \mathbf{Q} a \mathbf{R} sú pozitívne definitné diagonálne matice. Matica \mathbf{Q} určuje relatívne váhy odchýliek stavových premenných, matica \mathbf{R} určuje relatívnu váhu spotreby energie. [16]

V prípade striedača je stavový vektor \mathbf{x} nasledovný:

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_A \\ u_A \end{pmatrix}. \quad (3.36)$$

Matica \mathbf{Q} preto musí mať rozmer 2×2 a jej všeobecný zápis je:

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{pmatrix}. \quad (3.37)$$

Keďže vstupom je jednorozmerný riadiaci signál U_{rA} , prejde vektor \mathbf{u} na skalár

$$\mathbf{u} = (U_{rA}) = u = U_{rA}. \quad (3.38)$$

Potom matica \mathbf{R} obsahuje tiež len jeden prvok:

$$\mathbf{R} = (R_1) = R_1. \quad (3.39)$$

Ak v matici \mathbf{Q} je prvok $Q_2 > Q_1$, kladie sa dôraz na druhú stavovú premennú (tu fázové napätie u_A). Znamená to, že odchýlka napätia bude čo najrýchlejšie minimalizovaná, aj za cenu veľkého prúdového prekmitu. Toto je však nežiadúce, pretože tranzistory majú obmedzený kolektorový prúd.

Ak je $Q_2 < Q_1$, napätie má pomalší nábeh na žiadanú hodnotu, no prúd nepresiahne určitú povolenú medzu. Nastavením parametrov Q_1 a Q_2 a následným simulovaním je možné dosiahnuť požadované priebehy napätia a prúdu.

Hodnota prvku R_1 v matici \mathbf{R} určuje v prípade striedača s PWM moduláciou rozkmit riadiaceho signálu U_{rA} . Hodnotu prvku R_1 je potrebné nastaviť tak, aby bol tento rozkmit v intervale $(-1; 1)$ a aby bola rešpektovaná dynamika PWM modulátoru. Opäť sa tento parameter volí skusmo na základe simulácií. Nie je však nutné simulovať celý model striedača zostaveného pomocou jednotlivých prvkov z knižnice Simscape. Postačí simulovať stavový model podľa Obr. 3.9, príp. Obr. 3.11 zostavený z blokov prenosových funkcií pre podstatné zrýchlenie času simulácie.

Pre výpočet spätnoväzbového stavového vektora je možné s výhodou využiť Matlab.
`[K, RR, e] = lqr(A, B, Q, R)` % K - vektor stavového regulátoru, RR - riešenie Riccatiho rovnice, e - žiadané póly riadeného systému.
 Vektor e predstavuje žiadané póly riadeného systému, na základe ktorých by bolo možné s využitím Ackermannovho vzťahu dopočítať spätnoväzbový stavový vektor. V tejto situácii to nie je potrebné, pretože funkcia `lqr` vráti aj tento stavový vektor. Aj napriek tomu je vhodné poznať žiadané póly riadeného systému. Ak by ich reálna časť ležala príliš ďaleko od počiatku smerom k záporným číslam (rýchlejšia odozva systému), mohlo by dôjsť k obmedzeniu dynamiky vplyvom PWM modulátoru a k nežiadúcim priebehom stavových veličín.

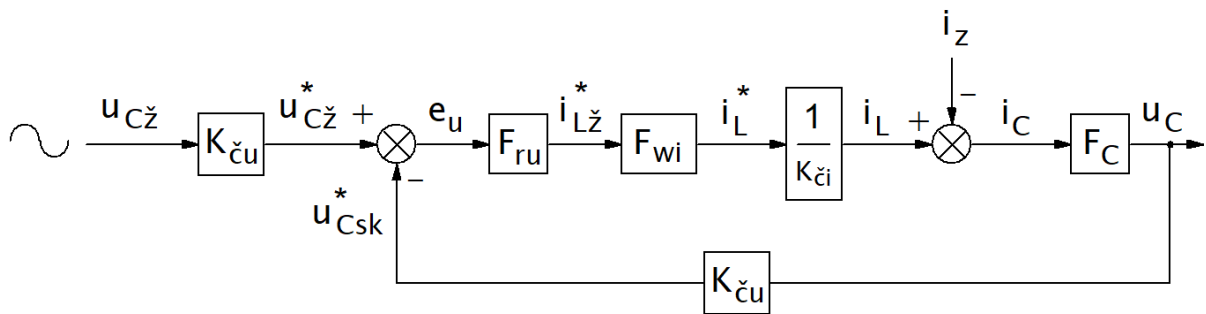
3.3 Kaskádna regulácia striedača

Druhou možnosťou riadenia trojfázového striedača je kaskádna regulácia s nadradenou napäťovou slučkou a s podriadenou prúdovou slučkou. Rovnaký typ riadenia je použitý aj pre riadenie vetvy nulového vodiča. Každá fáza striedača je riadená osobitne, no návrh regulátorov pre všetky tri fázy je zhodný. Podriadená prúdová slučka reguluje prúd cez tlmivku L_{filt} (na Obr. 3.2) a nadradená napäťová slučka reguluje výstupné napätie na kondenzátore C_{filt} (v skutočnosti aj na kondenzátore $C_{filt,2}$, pretože úbytok napätia na tlmivke $L_{filt,2}$ je zanedbateľne malý oproti výstupnému napätiu na kondenzátore $C_{filt,2}$). Preto sa aj pre návrh regulátoru napätia uvažuje paralelná kombinácia kondenzátorov C_{filt} a $C_{filt,2}$). Návrh regulátorov bude uvedený v kapitole 6.7.

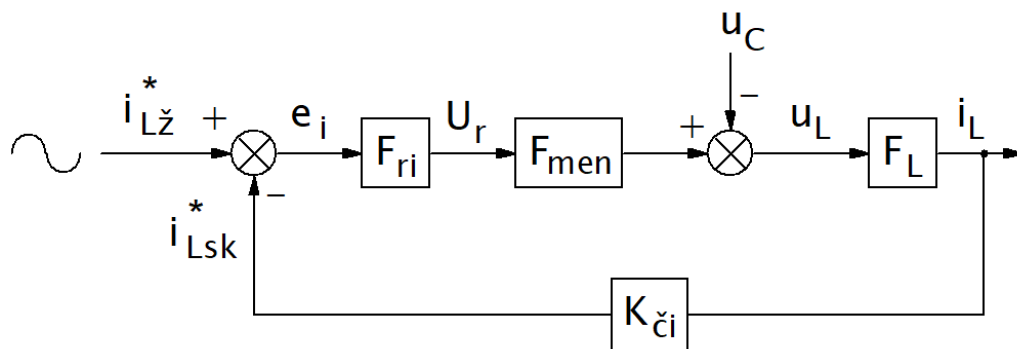
Žiadaná hodnota výstupných napätí je striedavý signál s frekvenciou 50 Hz, príp. s plynule premennou frekvenciou od 45 Hz do 55 Hz. PI regulátory pracujú optimálne, ak je žiadaná hodnota konštantná, pretože integrátor má nekonečné zosilnenie na nulovej frekvencii. Pre striedavý žiadaný signál sa nepodari úplne odstrániť chybu v amplitúde a fáze. Záleží na rýchlosti PI regulátoru. Ak je riadený systém dostatočne rýchly (vysoká f_{PWM} , tu $f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$), tak aj v prípade striedavého signálu s frekvenciou 50 Hz je možné dosiahnuť

uspokojivé výsledky. Napríklad u výkonnejších systémov s nižšou frekvenciou PWM nie je možné nastaviť PI regulátor dostatočne rýchlo. Odchýlka sa prejaví v rámci jednej periódy striedavého signálu a opakuje sa periodicky. Najväčšia odchýlka v prípade sínusového signálu nastáva v okolí nuly, kde je najväčšia strmosť zmeny žiadanej hodnoty. Odchýlka rastie s frekvenciou, tzn. že pre žiadaný signál s frekvenciou 100 Hz pri rovnakom nastavení PI regulátoru by bola vyššia. [11]

Napäťovú a prúdovú slučku zobrazujú nasledujúce obrázky.



Obr. 3.19 Napäťová slučka pre jednu fázu striedača



Obr. 3.20 Prúdová slučka pre jednu fázu striedača

Veličiny označené na Obr. 3.19 a Obr. 3.20 hviezdíčkou predstavujú napäťové signály o príslušných veličinách. Prenos označený F_{wi} znamená prenos uzavretej prúdovej slučky. Signál vyjadrujúci žiadaný priebeh výstupného fázového napätia sa privádza na vstup napäťovej slučky ako signál $u_{Cž}$.

Výstupom regulátoru napätia je žiadaná hodnota prúdu $i_{Lž}^*$ cez tlmivku L_{filt} . Výstupom regulátoru prúdu je riadiaci signál pre príslušnú fázu striedača. Spolu tri signály pre tri fázy striedača vstupujú do bloku PWM modulátoru, kde sa na princípe unipolárneho riadenia generuje šesť signálov ovládajúcich spínanie horných a dolných tranzistorov vetiev A, B, C. Skutočné usporiadanie regulátorov je zobrazené na Obr. 3.5. Blok PWM modulátoru bude vysvetlený a zobrazený v kapitole 6.8.

4 FÁZOVÝ ZÁVES

Nevyhnutnou súčasťou trojfázového aktívneho usmerňovača je fázový záves. Slúži na určenie fázového uhlu siete, pričom postačuje poznať fázový uhol ($\omega t + \varphi_0$) fázy U siete. Fázové uhly ostatných dvoch fáz (V, W) sa dopočítajú pripočítaním -120° elektrických, resp. $+120^\circ$ elektrických. V tejto kapitole bude popísaný model diskrétného fázového závesu. Diskrétna forma je zvolená preto, aby znázorňovala použitie v procesore.

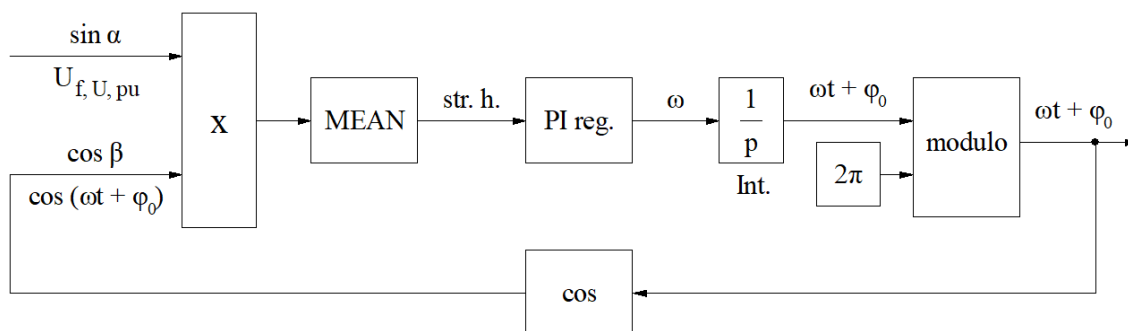
Základná rovnica, na ktorej je založený princíp fázového závesu, má nasledujúci tvar:

$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta). \quad (4.1)$$

Ak $\alpha = \beta$, potom

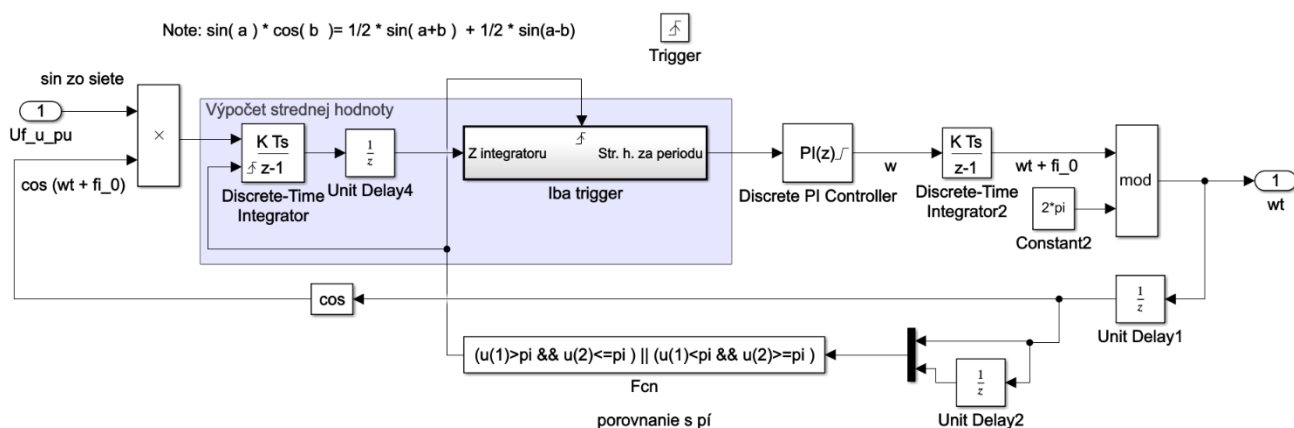
$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = \sin \alpha \cdot \cos \alpha = \frac{1}{2} \sin(2\alpha), \quad (4.2)$$

čo je funkcia s nulovou strednou hodnotou. Význam signálov $\sin \alpha$ a $\cos \beta$ vyplynie z nasledujúceho obrázku.



Obr. 4.1 Principiálna schéma fázového závesu

Blok *MEAN* slúži na výpočet strednej hodnoty. Blok *modulo* predstavuje funkciu „zvyšok po delení“ a spôsobí, že fázový uhol na výstupe fázového závesu bude v intervale $(0, 2\pi)$. Konkrétna realizácia výpočtu strednej hodnoty aj celého fázového závesu v diskrétnej podobe v Simulinku je zobrazená na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Realizácia fázového závesu v diskrétnej podobe

Signál $\sin \alpha$ predstavuje sieťové napätie fázy U podelené svojou amplitúdou 325 V, teda signál $\sin \alpha$ má amplitúdu 1. Veličina α predstavuje fázový uhol fázy U:

$$\alpha = \omega t + \varphi_0, \quad (4.3)$$

kde φ_0 je počiatočná fáza fázy U. Pre naladenie regulátoru fázového závesu budeme uvažovať $\varphi_0 = 0$. Potom má vstupný signál zo siete predpis $\sin(\omega t)$. Parametre regulátoru budeme počítať pre najhorší možný prípad rozfázovania. Tento prípad nastane, ak počiatočná fáza na výstupe FZ bude nastavená na $\pm \frac{\pi}{2}$, pretože súčin $\sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0)$ má najväčšiu strednú hodnotu ($\pm 0,5$) práve pre $\varphi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$. To znamená, že rozdiel fáz referenčného signálu zo siete (fáza U) a „nafázovaného“ signálu je $\pm \frac{\pi}{2}$ (prvý okamih priebehu na Obr. 4.4). „Nafázovaný“ signál znamená sínus výstupnej fázy fázového závesu. Preto počiatočnú podmienku integrátoru uhlovej frekvencie ω (tento integrátor je na Obr. 4.2 označený *Discrete-Time Integrator2*) nastavíme na $-\frac{\pi}{2}$. Výhoda znamienka mínus vyplynie z nasledujúcich viet (prevedenie kosínusu na sínus). Počiatočná podmienka integrátoru v PI regulátore (na Obr. 4.2 označený *Discrete PI Controller*) nastavíme na $2\pi 50$, pretože výstupným signálom tohto regulátoru je uhlová frekvencia ω . Potom má signál zo spätnej väzby na začiatku regulácie predpis

$$\cos\left(2\pi 50 \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) = \sin(2\pi 50 \cdot t) = \sin(\omega t). \quad (4.4)$$

Keďže signál zo siete má tiež predpis $\sin(\omega t)$ (uvažujeme nulovú počiatočnú fázu), tak ich súčin je funkcia $\sin^2(\omega t)$, čo je funkcia s nenulovou strednou hodnotou. Táto stredná hodnota je súčasne regulačnou odchýlkou pre PI regulátor. Preto regulátor začne reagovať a meniť svoju výstupnú hodnotu ω tak, aby znížil regulačnú odchýlku na nulu. To je možné dosiahnuť jedine tak, že funkcia na vstupe do bloku *Výpočtu strednej hodnoty* bude mať nulovú strednú hodnotu (táto funkcia predstavuje súčin referenčného signálu zo siete a signálu zo spätnej väzby). Z princípu fázového závesu vyplýva, že po nafázovaní bude jeho výstupom fáza vstupného sieťového napätia, v našom prípade je to $(\omega t + 0)$. Preto po nafázovaní má signál zo spätnej väzby predpis

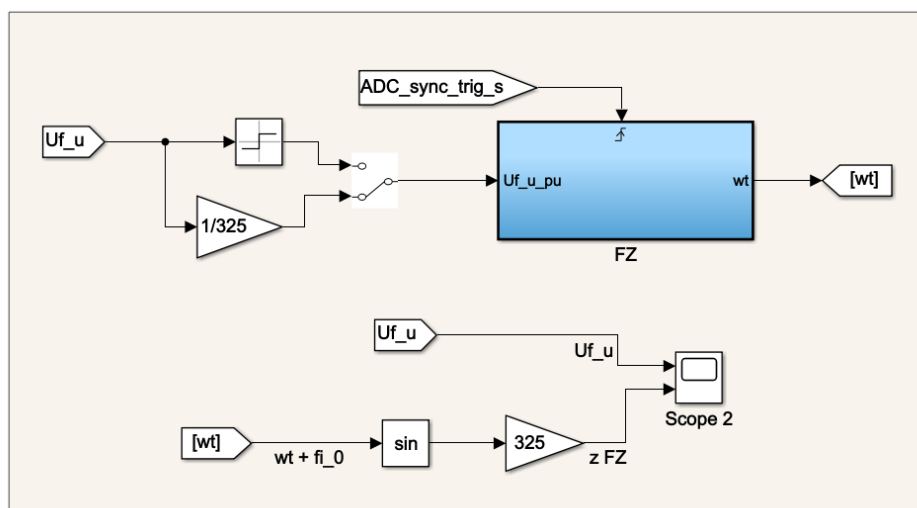
$$\cos(\omega t + 0) = \cos(\omega t). \quad (4.5)$$

Potom funkcia vstupujúca do výpočtu strednej hodnoty má predpis

$$\sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \sin(2\omega t) \quad (4.6)$$

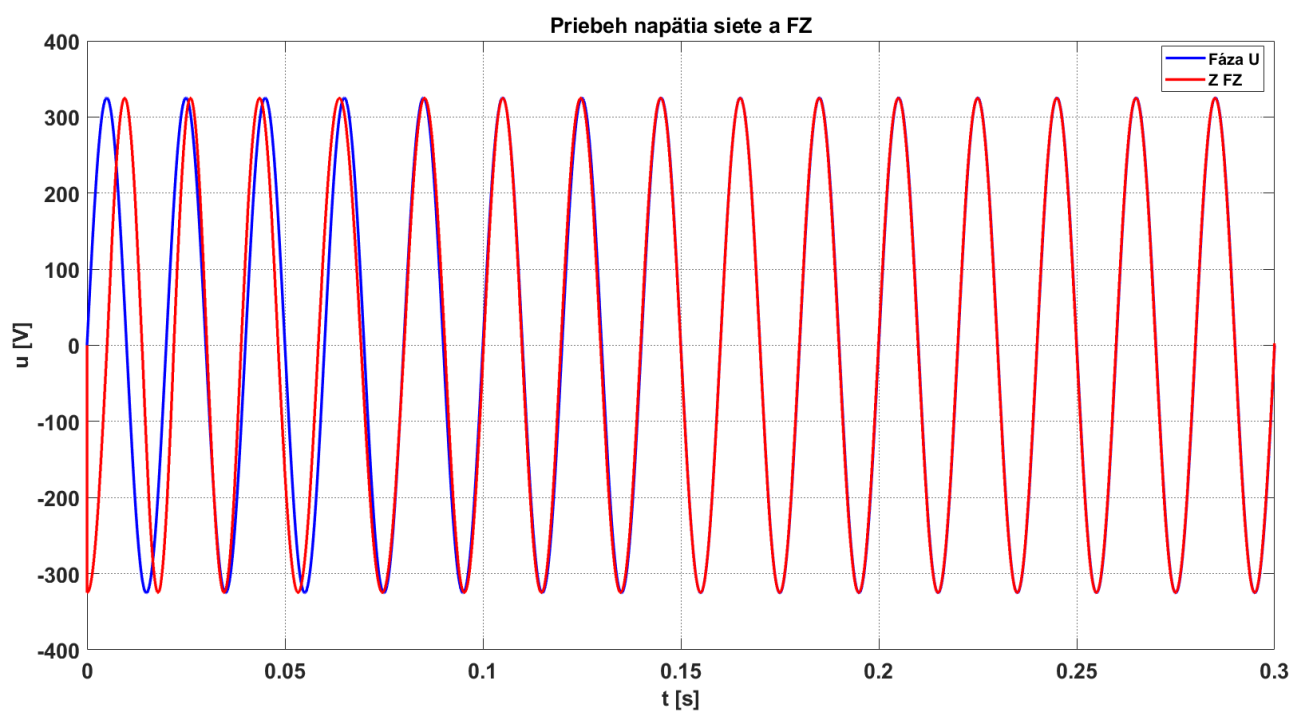
(podľa rovnice (4.2)), čo je funkcia s nulovou strednou hodnotou. To priamo znamená, že aj regulačná odchýlka je nulová, výstup fázového závesu sa nemení a je rovný fáze vstupného sieťového napätia.

Pre názornosť sú uvedené priebehy, z ktorých je zrejмый princíp fázového závesu. Pre zobrazenie napätia fázy U a napätového signálu odvodeného z FZ sa vytvorí nasledovné zapojenie (signály zobrazené v Scope 2).



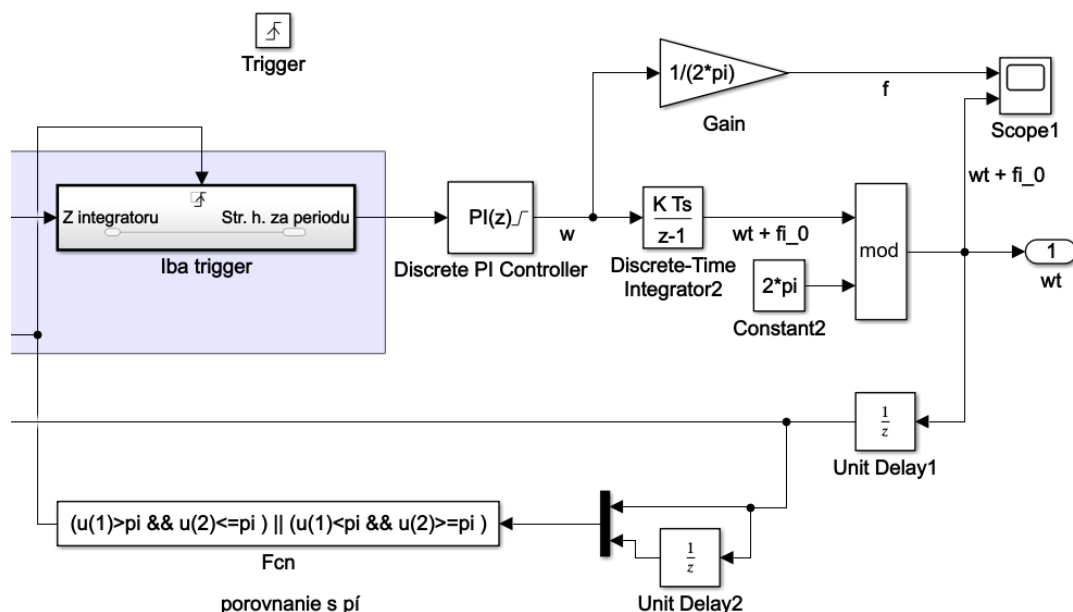
Obr. 4.3 Zapojenie pre zobrazenie sieťového napätia a napätia podľa FZ

Potom požadované signály vyzerajú nasledovne.



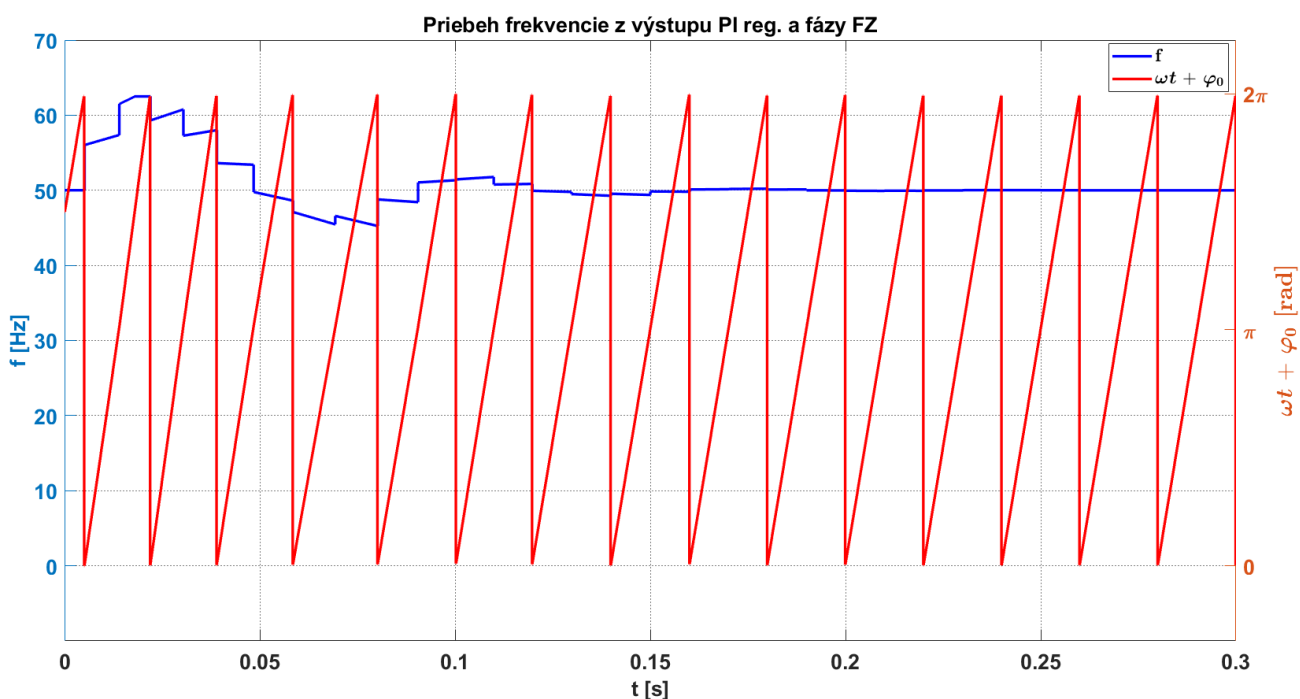
Obr. 4.4 Pribeh napätia fázy U a napätia podľa FZ

Ďalej je možné zobrazit' frekvenciu f z výstupu PI regulátoru a fázu poskytovanú fázovým závesom. Zapojenie pre zobrazenie týchto veličín je nasledovné (signály zobrazené v Scope 1).



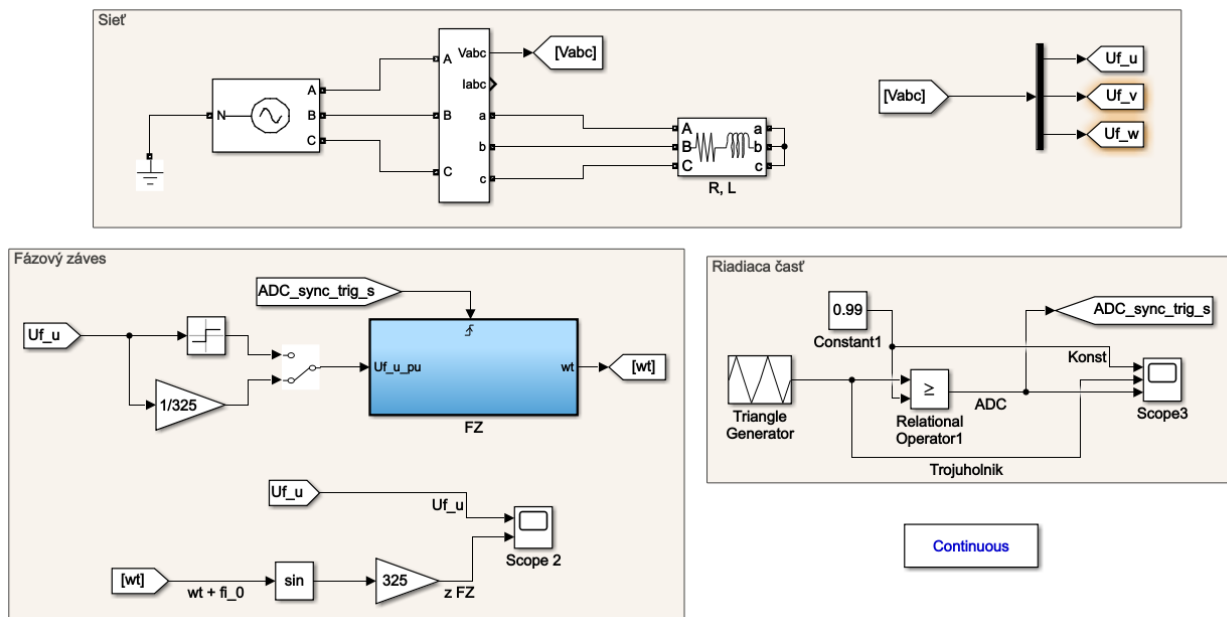
Obr. 4.5 Zapojenie pre zobrazenie frekvencie a fázy z FZ

Potom frekvencia f z PI regulátoru a fáza z výstupu FZ má nasledujúci priebeh.



Obr. 4.6 Frekvencia a fáza z fázového závesu

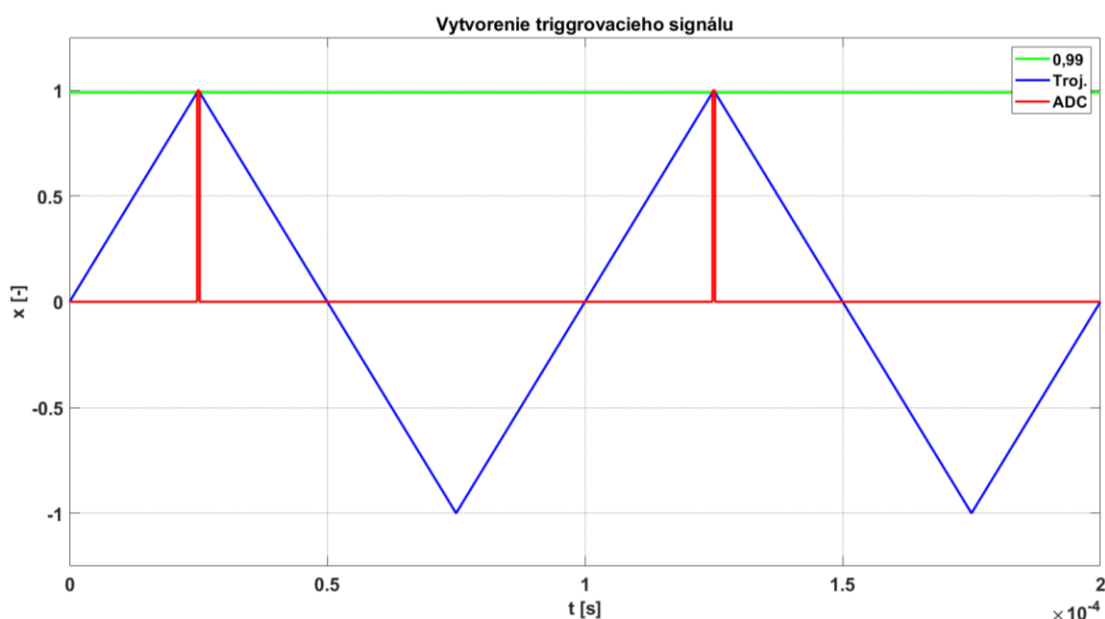
Teraz pristúpime k popisu vytvoreného modelu fázového závesu. Ide o diskretný (vzorkovaný) model, preto je aj v schéme na Obr. 4.2 umiestnený Trigger (spúšťač) reagujúci na nástupnú hranu spúšťačieho signálu. Po príchode tejto hrany sa spustí výpočet. Všeobecne, pri vytváraní vzorkovaného modelu musí byť umiestnený Trigger k vytvorenému zapojeniu a toto zapojenie vrátane Triggru musí byť umiestnené do Subbloku. Potom po príchode spúšťačieho impulzu sa spustí výpočet modelu vo vnútri vytvoreného Subbloku. Celkové zobrazenie modelu fázového závesu zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 4.7 Zobrazenie celého modelu FZ

Prvým krokom je vytvorenie trojfázovej siete. V našom prípade ide o sieť 3 x 400 V. Za blokom siete nasleduje blok merania trojfázového prúdu a napätia. Sieť je možné zaťažiť ľubovoľnou záťažou alebo nechať naprázdno. Nemá to vplyv na model, pretože požadovanou veličinou zo siete je napätie fázy U.

Nasleduje popis *Riadiacej časti*. Vysokofrekvenčný nosný signál s frekvenciou napr. $f_{PWM} = 10$ kHz je vytvorený pomocou bloku *Triangle Generator* s fázovým posuvom 90° , aby vychádzal z nuly. Triggrovací (spúšťací) signál je vytvorený porovnaním trojuholníkového nosného signálu s konštantou 0,99 pomocou bloku *Relational Operator 1*. Tento spúšťací signál (v Obr. 4.7 označený ako *ADC_sync_trig_s*) je potom privedený do bloku FZ k vstupu Triggeru, ktorý reaguje na jeho nástupnú hranu. Spôsob vytvorenia spúšťacieho signálu ilustruje nasledujúci obrázok.



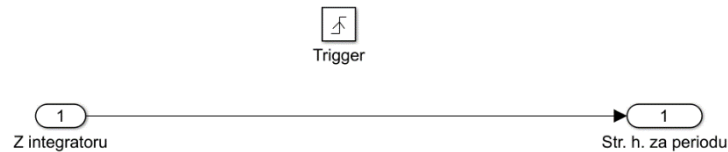
Obr. 4.8 Znázornenie vytvorenia triggrovacieho signálu

Z Obr. 4.8 je zrejmé, že spúšťací signál ADC má frekvenciu $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$, a teda periódu $T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = \frac{1}{10 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ s} = 0,1 \text{ ms}$.

Dostávame sa k popisu samotného bloku fázového závesu. Na jeho vstupe je fázové napätie fázy U podelené amplitúdou 325 V, aby sme získali signál s amplitúdou 1. Je tiež možné namiesto delenia využiť blok funkcie *signum* pre vytvorenie obdĺžnikového signálu zo sínusoidy siete. Tento obdĺžnikový signál bude mať tak isto amplitúdu 1. Táto možnosť bude podrobnejšie popísaná neskôr.

Schéma fázového závesu je zobrazená na Obr. 4.2. Ako prvý bude popísaný blok s názvom *Výpočet strednej hodnoty* (farebne vyznačený). Keďže ide o diskretný model, je určenie strednej hodnoty realizované pomocou diskretného integrátora s externým resetom a potom vzorkovaním. V prípade spojitého modelu by bolo možné využiť blok *MEAN* z knižnice Simulinku. Po vložení bloku *Discrete-Time Integrator* je v jeho nastaveniach potrebné zmeniť *External reset* na *rising*. Ostatné nastavenia ostávajú nezmenené, to znamená: *Integrator method: Integration Forward Euler; Gain: 1.0; Initial Condition: 0*.

Subblok s názvom *Iba trigger* obsahuje trigger reagujúci na nástupnú hranu spúšťacieho signálu. Tento signál je zhodný so signálom pre reset diskretného integrátora. Spomenutý subblok prepustí na svoj výstup hodnotu vstupu v čase nábežnej hrany spúšťacieho signálu a podrží túto hodnotu na výstupe až do príchodu ďalšej nábežnej hrany spúšťacieho signálu. Jeho zapojenie zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 4.9 Zapojenie subbloku *Iba trigger*

Blok výpočtu strednej hodnoty je možné pre účely návrhu regulátoru nahradiť prenosovou funkciou

$$\frac{K_{s,fz}}{T_{fz} \cdot p + 1}, \quad (4.7)$$

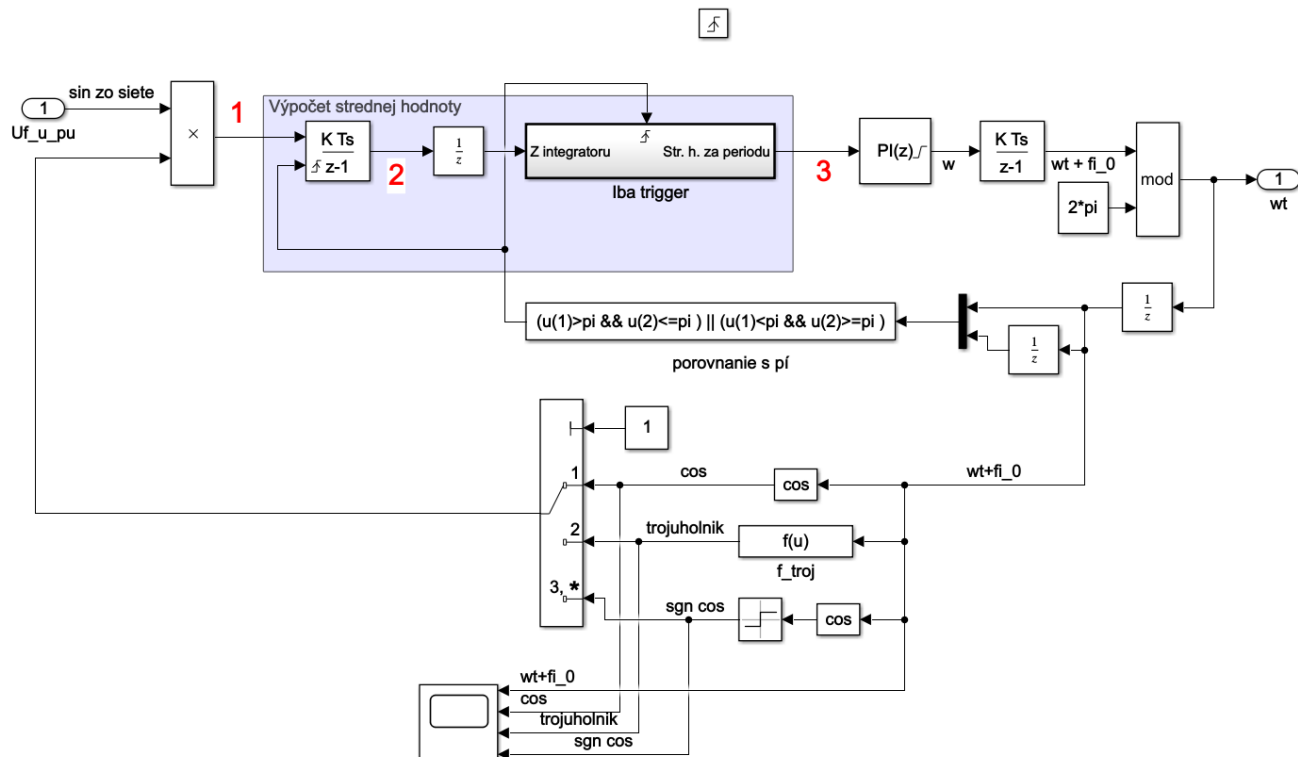
kde $K_{s,fz}$ má nasledujúci význam:

$$K_{s,fz} = \frac{X_{avg,max}}{\frac{\pi}{2}}. \quad (4.8)$$

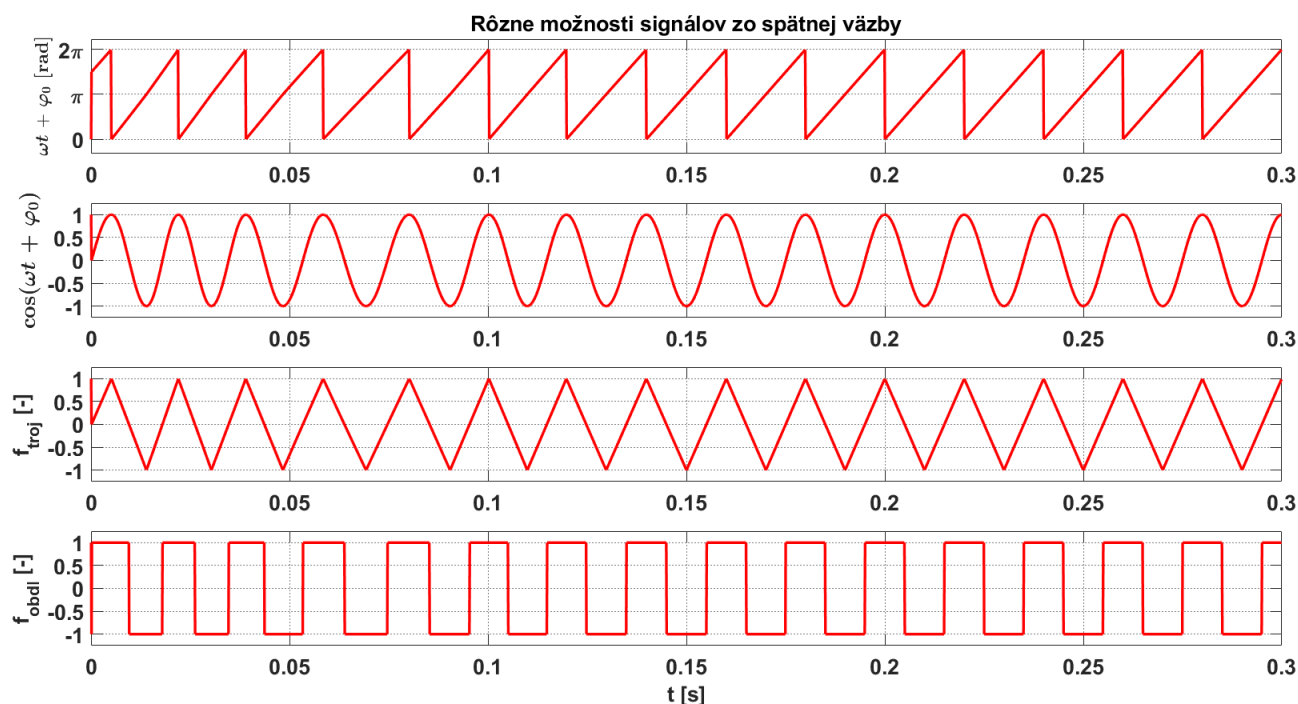
Zosilnenie je všeobecne definované ako pomer výstupu ku vstupu. Výstupom je v našom prípade **maximum strednej hodnoty** $X_{avg,max}$ vstupujúcej do PI regulátoru a vstupom je maximálne rozfázovanie referenčného signálu a signálu nafázovaného $\left(\pm \frac{\pi}{2}\right)$ – dané počiatočnou podmienkou $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$ v integrátore ω (*Discrete-Time Integrator2*) za podmienky, že počiatočná fáza vstupného napätia fázy U je 0. T_{fz} vyjadruje dobu, po ktorú integrátor integruje, teda čas medzi dvoma nástupnými hranami spúšťacieho signálu. Z ďalšieho popisu vyplynie, že

$$T_{fz} = \frac{T_{siete}}{2} = \frac{1}{2f_{siete}} = \frac{1}{2 \cdot 50} = 10 \text{ ms.} \quad (4.9)$$

Nasleduje matematický rozbor fázového závesu, vrátane výpočtu maxima strednej hodnoty $X_{avg,max}$ a overenia, že $T_{fz} = 10 \text{ ms}$. Pretože v spätnej väzbe na Obr. 4.2 nemusí byť len funkcia kosínus, ale aj iné funkcie podľa Obr. 4.10 (model) a Obr. 4.11 (priebehy), bude výpočet rozdelený do viacerých podkapitol podľa použitých funkcií.



Obr. 4.10 Zapojenie FZ s viacerými možnosťami v spätnej väzbe



Obr. 4.11 Priebiehy rôznych signálov zo spätnej väzby

4.1 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe kosínus

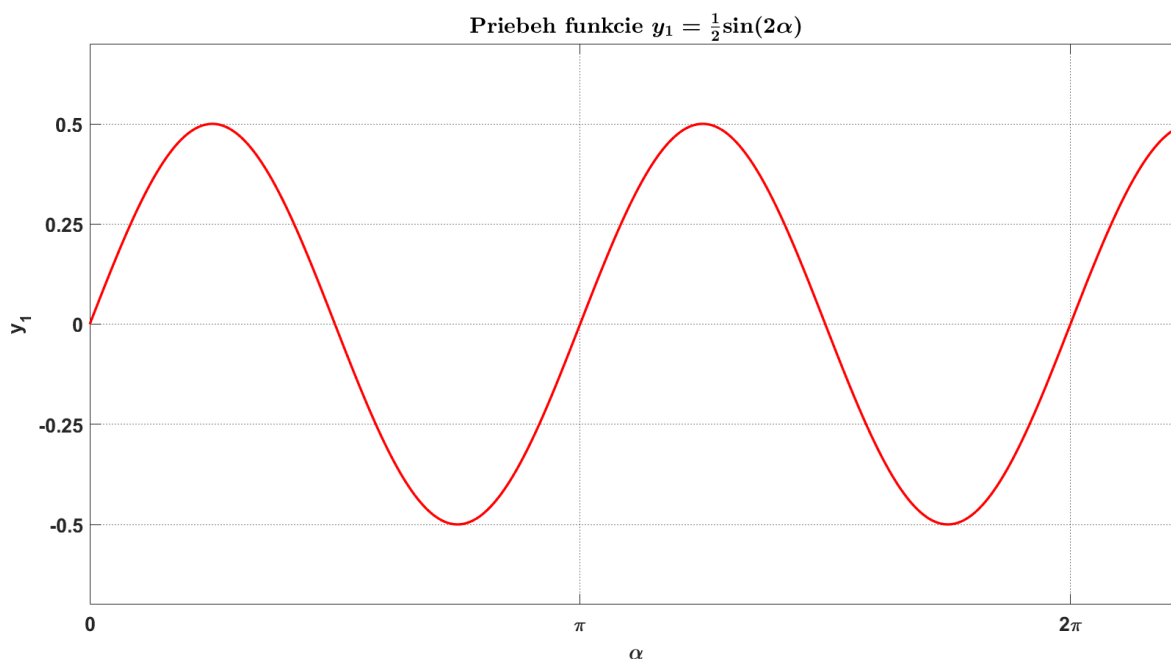
Matematický rozbor bude zahŕňať vždy 2 stavy: ustálený stav (nafázované) a stav na začiatku regulácie. V súlade so značením zavedeným v rovnici (4.3) budeme fázový uhol fázy U označovať písmenom α , pričom

$$\alpha = \omega t + \varphi_0, \quad (4.10)$$

kde φ_0 je počiatočná fáza fázy U . Uvedené priebehy budú predstavovať funkcie v jednotlivých častiach modelu na Obr. 4.10, a to na miestach označených červenými číslami 1, 2, prípadne 3. Číslo 1 označuje časť modelu za blokom súčinu, teda priebeh na tomto mieste je popísaný funkciou rovnou súčinu signálu zo siete a signálu zo spätnej väzby. Číslo 2 označuje miesto za integrátorom a na mieste 3 je priebeh funkcie, ktorá je integrálom súčinu spomenutých dvoch signálov, pričom je hodnota tohto integrálu snímaná iba v diskretných krokoch, v čase nábežnej hrany triggrovacieho signálu.

4.1.1 V ustálenom stave

V ustálenom stave (fázový uhol na výstupe fázového závesu je zhodný s fázovým uhlom α fázy U siete) je signál zo spätnej väzby funkciou $\cos \alpha$. Signál zo siete má tvar $\sin \alpha$. Preto ich súčin (bod 1) je podľa rovnice (4.2) funkcia $\frac{1}{2} \sin(2\alpha)$. To je funkcia s nulovou strednou hodnotou a periódou π , ako znázorňuje nasledujúci obrázok.

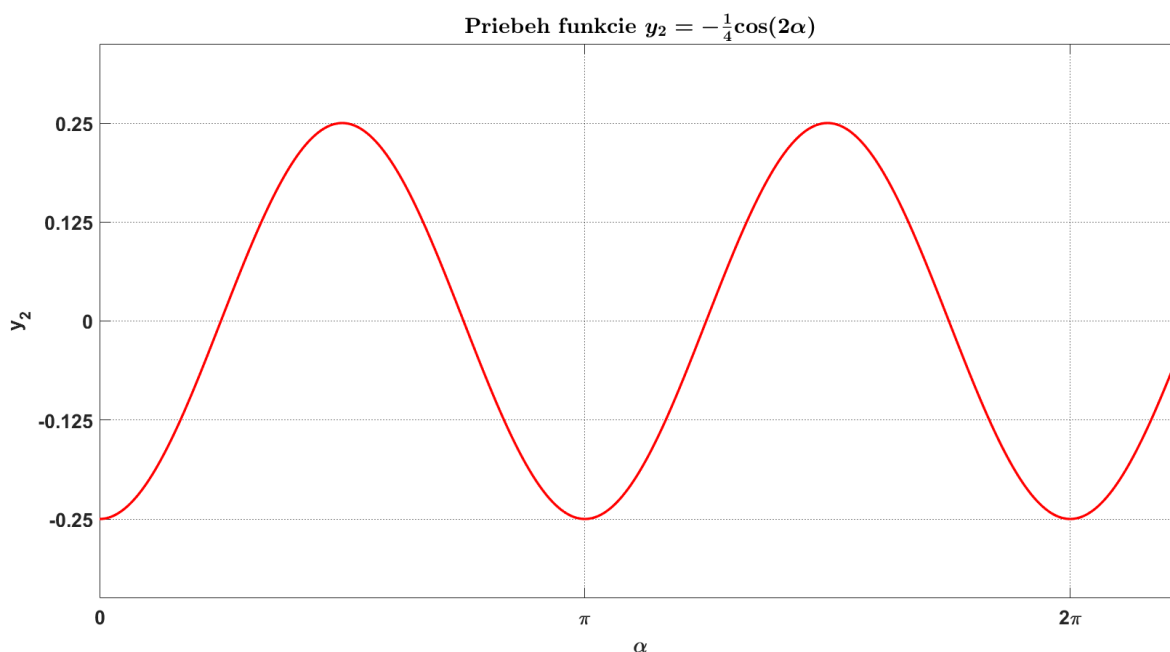


Obr. 4.12 Priebeh funkcie y_1

V bode 2 (za integrátorom) bude funkcia s nasledujúcim predpisom:

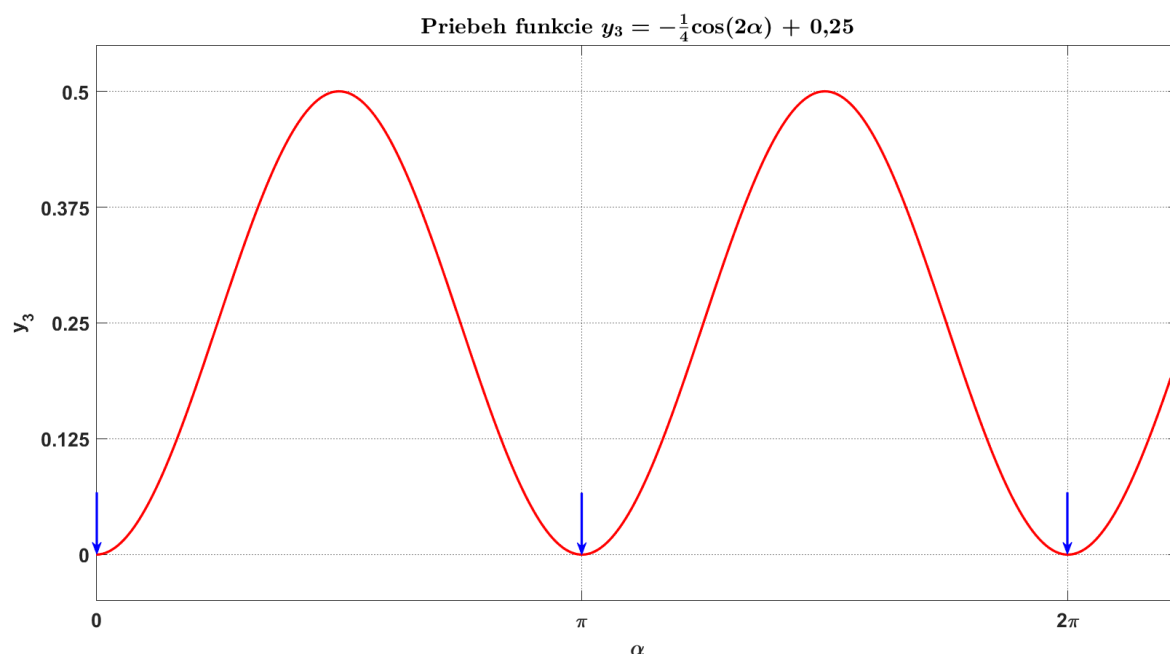
$$\int \frac{1}{2} \sin(2\alpha) d\alpha = \frac{1}{2} \cdot \left[-\frac{\cos(2\alpha)}{2} \right] = -\frac{1}{4} \cos(2\alpha) + C. \quad (4.11)$$

Obr. 4.13 znázorňuje priebeh tejto funkcie pre $C = 0$.



Obr. 4.13 Priebeh funkcie y_2

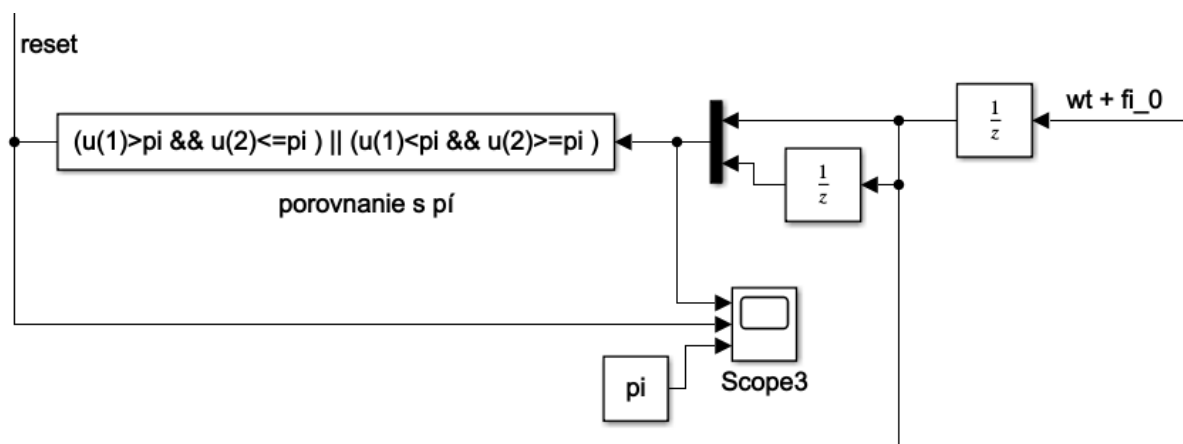
Keďže počiatočná podmienka integrátoru je nastavená na hodnotu 0, bude výstup integrátoru po každom resete začínať od nuly. Preto skutočný priebeh funkcie v bode 2 bude posunutý tak, aby začínal od nuly. To vyjadruje integračná konštanta C , ktorá v tomto prípade bude $+0,25$.



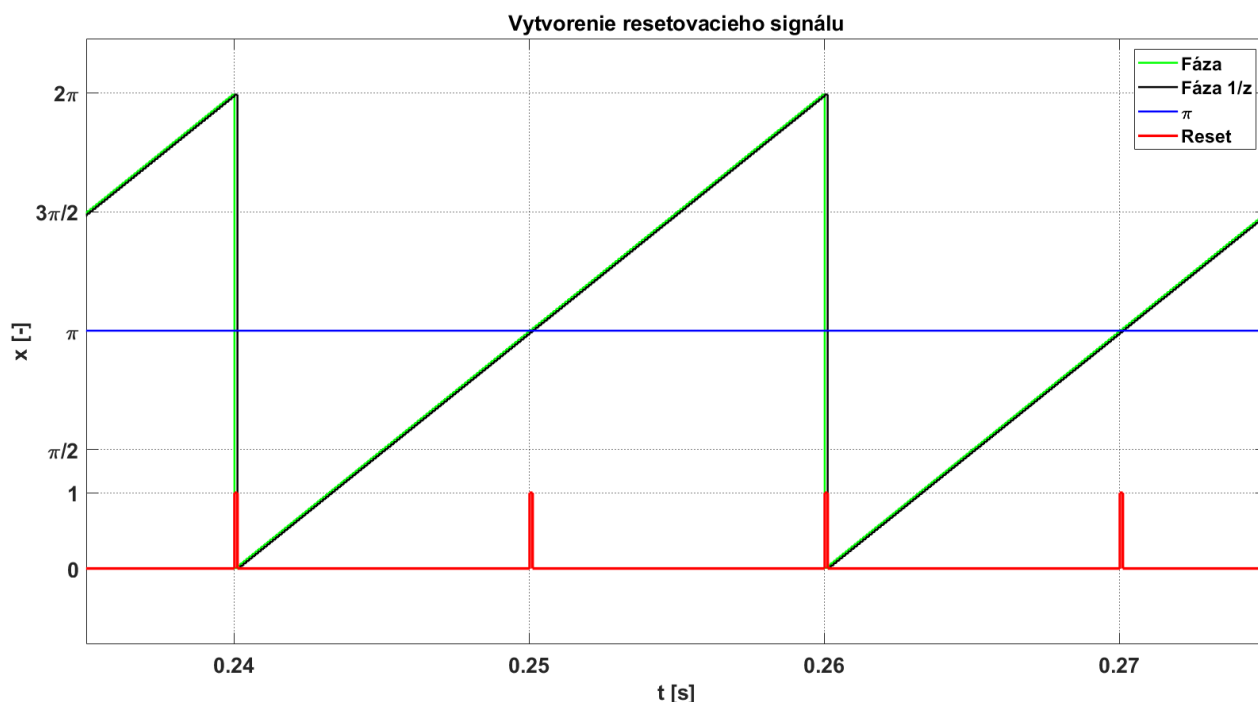
Obr. 4.14 Priebeh funkcie y_3

Z Obr. 4.14 vyplýva, v ktorých bodoch je potrebné vzorkovať signál z integrátoru, aby sme na výstupe (bod 3 v Obr. 4.10) dostali nulový signál (strednú hodnotu). Sú to body

$\alpha = k\pi$. Odtiaľ pochádza aj podmienka pre generovanie resetovacieho signálu v Obr. 4.2 a Obr. 4.10 (blok s popisom „porovnanie s π “). Výstupom tohto bloku je číslo 1 v okamihu, keď fáza α z výstupu FZ prechádza hodnotou π . Zápis tejto podmienky v Simulinku má tvar: $(u(1) > \pi \ \&\& \ u(2) \leq \pi) \ || \ (u(1) < \pi \ \&\& \ u(2) \geq \pi)$. Približené zobrazenie zapojenia zobrazuje Obr. 4.15. Spôsob vytvorenia resetovacieho signálu je zrejmý z Obr. 4.16.



Obr. 4.15 Zapojenie pre vytvorenie resetovacieho signálu



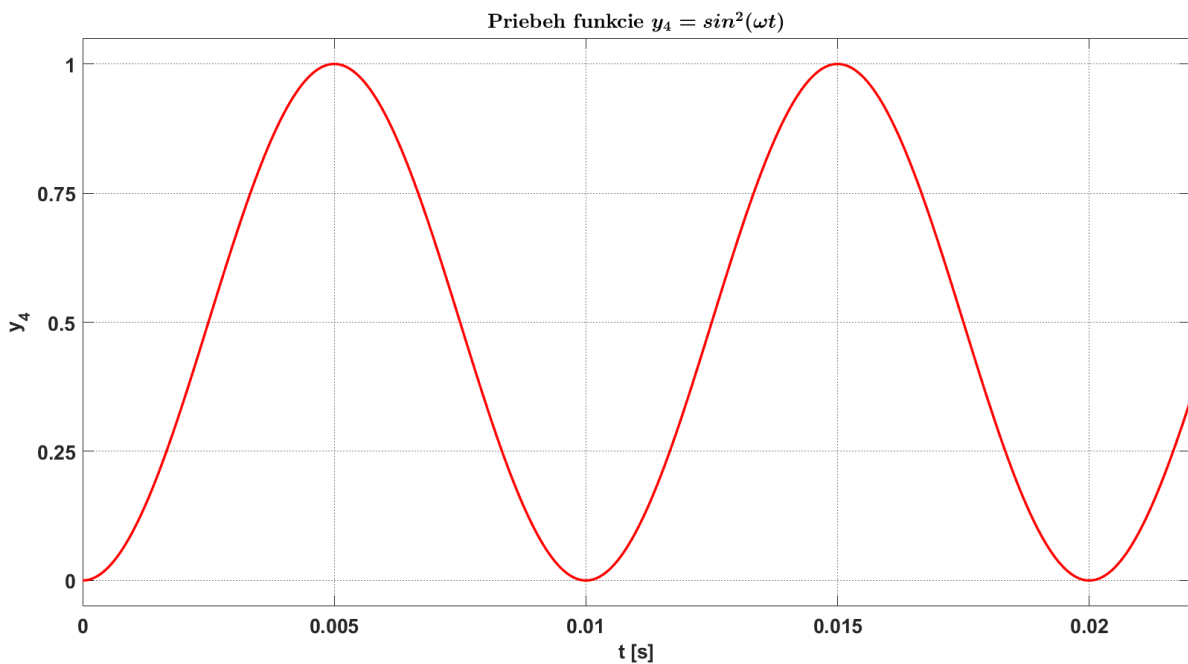
Obr. 4.16 Vytvorenie resetovacieho signálu

Funkcie na Obr. 4.12 a Obr. 4.14 sú zobrazené v závislosti na α . Sú to periodické funkcie s periódou π . Ak si však α nahradíme za $\omega t + \varphi_0$ a vynesíme tieto funkcie v závislosti na čase, dostaneme periodické funkcie s periódou 10 ms, čo je polovica periódy siete. To znamená, že čas, po ktorý integrátor integruje (v ustálenom stave) do príchodu nového resetovacieho impulzu je 10 ms. Odtiaľ je hodnota $T_{fz} = 10 \text{ ms}$ v rovnici (4.9).

4.1.2 Na začiatku regulácie

Pri popise ustáleného stavu sme používali funkcie s premennou α , aby sme odvodili podmienku resetovacieho signálu. Všeobecne, $\alpha = \omega t + \varphi_0$. Pre φ_0 ľubovoľné bude resetovací signál vytváraný správne, pretože je odvodený od α , a nie od času t . Pri popise stavu na začiatku regulácie však budeme funkcie vykresľovať v závislosti na čase, pri konkrétnej podmienke $\varphi_0 = 0$. Dôvodom je odvodenie hodnoty $X_{avg,max}$ pomocou integrovania, preto nás zaujíma plocha naintegrovaná za určitý čas.

Pri podmienke $\varphi_0 = 0$, počiatočnej podmienke $\left(-\frac{\pi}{2}\right)$ v integrátore ω a s funkciou kosínus v spätnej väzbe je priebeh v bode 1 popísaný funkciou $\sin^2(\omega t)$, kde $\omega = 2\pi 50$. Je to periodická funkcia s periódou 10 ms. To potvrdzuje nastavenie T_{fz} na 10 ms. Priebeh tejto funkcie je zobrazený na nasledujúcom obrázku.

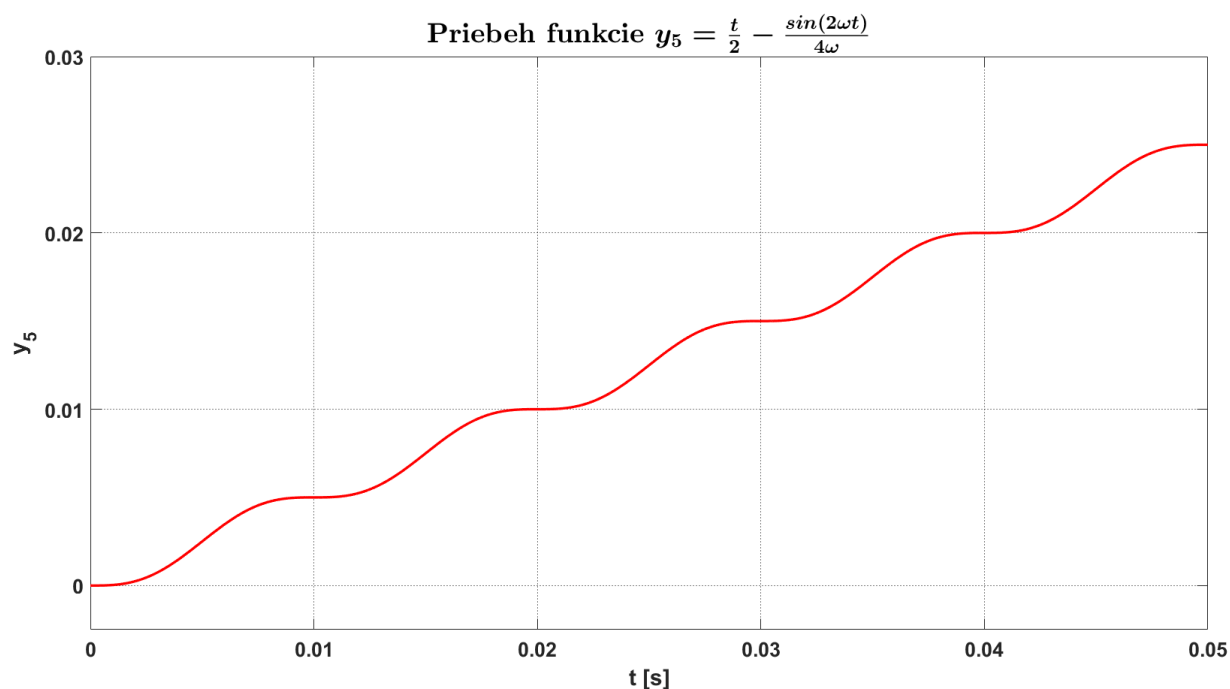


Obr. 4.17 Priebeh funkcie y_4

Funkcia v bode 2 je integrálom funkcie z bodu 1. Vyjadrené matematickým zápisom:

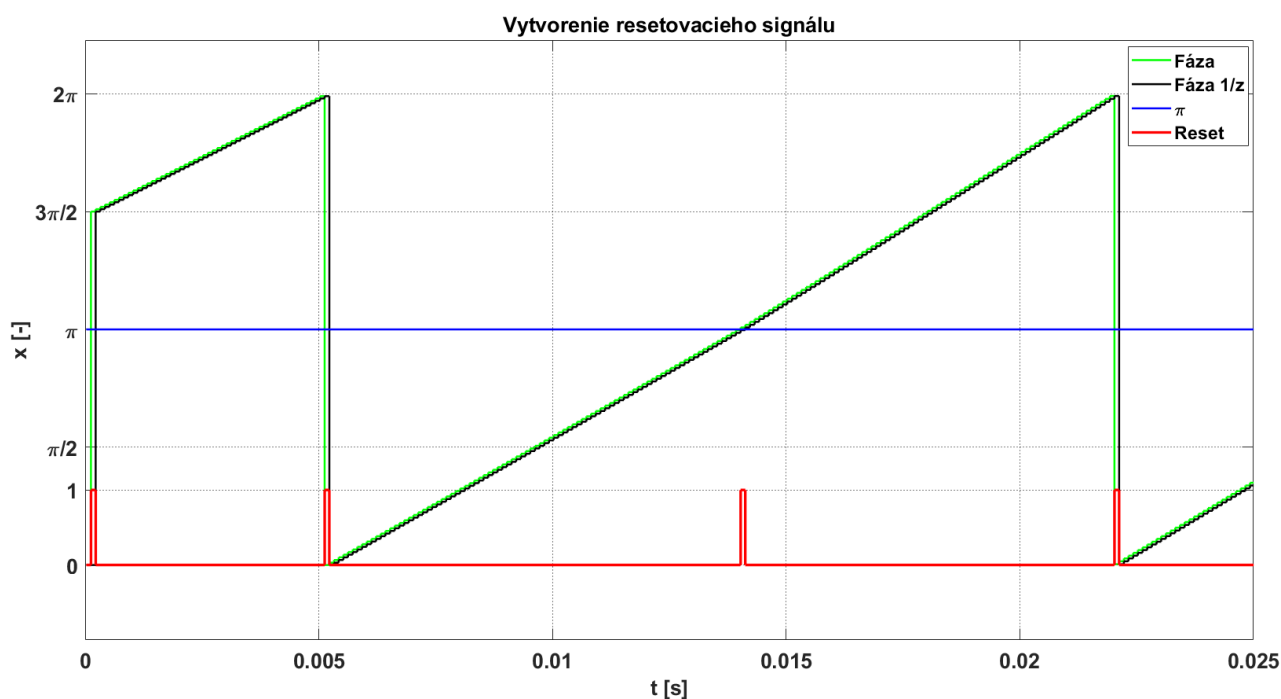
$$\begin{aligned} \int \sin^2(\omega t) dt &= \int \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} dt = \frac{1}{2} \cdot \left[t - \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega} \right] = \\ &= \frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega} + C. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Priebeh tejto funkcie znázorňuje Obr. 4.18. Cieľom je určiť hodnotu $X_{avg,max}$ pre výpočet $K_{s,fz}$ v náhradnej prenosovej funkcii pre blok *Výpočet strednej hodnoty*, ktorá bude ďalej využitá pri návrhu regulátoru fázového závesu. **Integrátor je s každou nástupnou hranou resetovacieho signálu vynulovaný a začína integrovať od nuly.** Súčasne s resetom integrátoru sa posledná naintegrovaná hodnota prepustí na výstup bloku *Výpočet strednej hodnoty* (bod 3 na Obr. 4.10).



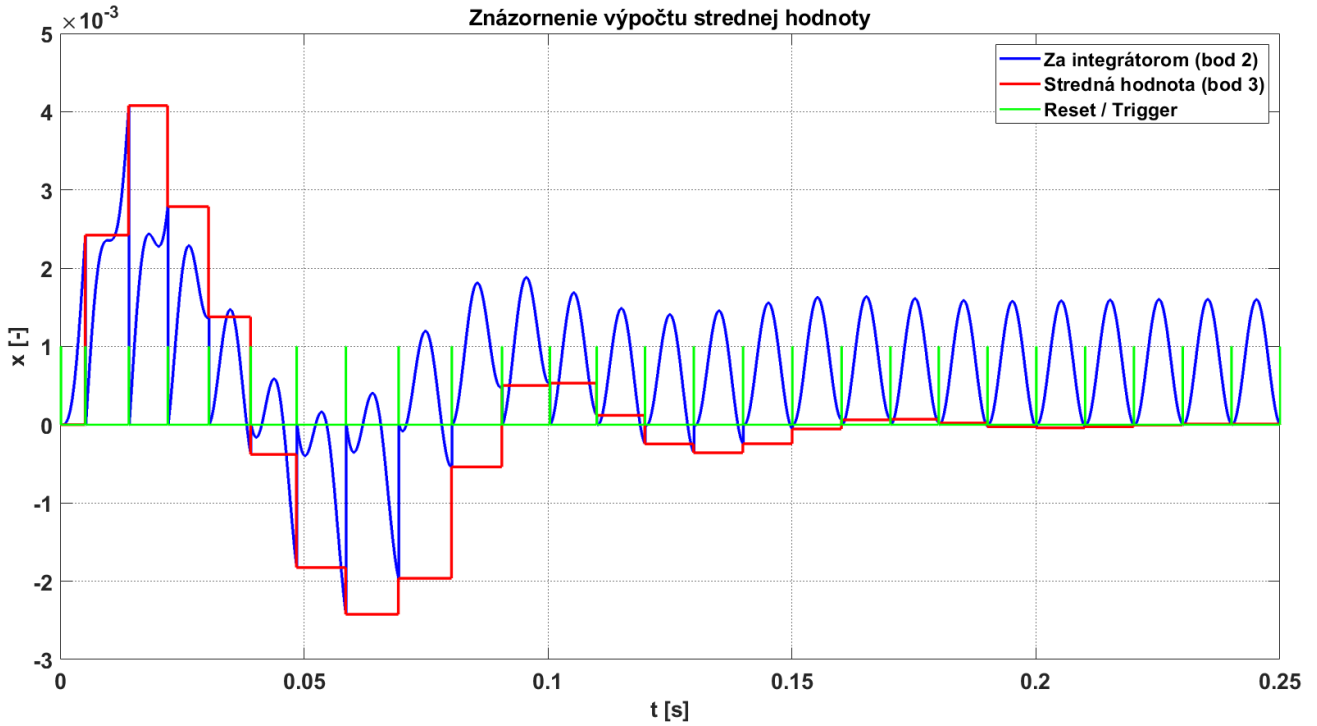
Obr. 4.18 Priebeh funkcie y_5

Pretože fáza na výstupe FZ začína z hodnoty $-\frac{\pi}{2} = \frac{3}{2}\pi$ a resetovací signál je generovaný pri prekročení násobkov π , je prvý resetovací impulz vygenerovaný za krátku dobu, pri prekročení hodnoty 2π (Obr. 4.19). **Preto maximum strednej hodnoty $X_{avg,max}$ príde až po druhom vzorkovacom / resetovacom impulze** (vyplýva z Obr. 4.20).



Obr. 4.19 Resetovací signál na začiatku

Pozn.: Prvý resetovací impulz na Obr. 4.19 hneď po začiatku nie je započítaný do poradia pri popise.



Obr. 4.20 Znázornenie výpočtu strednej hodnoty

Pozn.: Na Obr. 4.20 je resetovací signál pre účel zobrazenia zmenšený na amplitúdu $1 \cdot 10^{-3}$.

Túto požadovanú hodnotu $X_{avg,max}$ určíme ako určitý integrál funkcie v bode 1 (súčin) v čase od 1. do 2. vzorkovania. Čas prvého vzorkovania určíme nasledovne: na začiatku regulácie má fáza na výstupe FZ matematický popis (v dôsledku nastavenia počiatočných podmienok v integrátore ω a v PI regulátore):

$$\alpha = \int \omega dt + \varphi_0 = \int 2\pi 50 dt + \frac{3}{2}\pi = 2\pi 50 \cdot t + \frac{3}{2}\pi. \quad (4.13)$$

Odtiaľ porovnaním s 2π dostaneme čas 1. vzorkovania:

$$2\pi 50 \cdot t + \frac{3}{2}\pi = 2\pi, \quad (4.14)$$

potom

$$t = t_{1.vz.} = \frac{1}{200} = 5 \text{ ms.} \quad (4.15)$$

Čas 2. vzorkovania určíme porovnaním ľavej strany rovnice (4.14) s číslom 3π . Dostaneme

$$t = t_{2.vz.} = \frac{3}{200} = 15 \text{ ms.} \quad (4.16)$$

Poznámka: vplyvom regulácie nastane druhý vzorkovací impulz skôr, pretože fáza α na výstupe FZ už nebude presne odpovedať rovnici (4.13). Rozdiel však nie je veľký. Vzhľadom

na hodnotu $T_{fz} = 10$ ms, ktorá vyjadruje čas, po ktorý integrátor integruje, budeme uvažovať čas druhého vzorkovania už spomenutých 15 ms:

$$t_{2.vz.} = t_{1.vz.} + T_{fz} = 5 \text{ ms} + 10 \text{ ms} = 15 \text{ ms}. \quad (4.17)$$

Dostávame sa k výpočtu hodnoty $X_{avg,max}$:

$$\begin{aligned} X_{avg,max} &= \\ &= \int_{0,005}^{0,015} \sin^2(\omega t) dt = \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin(2\omega t)}{4\omega} \right]_{0,005}^{0,015} = 5 \cdot 10^{-3}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Hodnota $X_{avg,max}$ nezávisí na frekvencii f_{PWM} , pretože je pre výpočet strednej hodnoty použitý diskretný integrátor typu *Integration*. Keby bol použitý integrátor typu *Accumulation*, bola by hodnota $X_{avg,max}$ iná a tiež by závisela na frekvencii f_{PWM} , pretože f_{PWM} je súčasne frekvenciou spúšťacieho signálu (v Obr. 4.7 označený ako ADC_sync_trig_s).

4.2 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe obdĺžnik

Názvom obdĺžnik budeme rozumieť funkciu signum. V spätnej väzbe na Obr. 4.10 ide o funkciu $\text{sgn}\{\cos \alpha\}$. Funkcia signum má nasledujúci predpis:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1; x > 0, \\ 0; x = 0, \\ -1; x < 0. \end{cases} \quad (4.19)$$

Funkcia signum teda zo svojho argumentu vyjadří znamienko. Pre $x \neq 0$ je možné ju tiež vyjadriť nasledovne:

$$\text{sgn}(x) = \frac{x}{|x|}. \quad (4.20)$$

4.2.1 Na začiatku regulácie

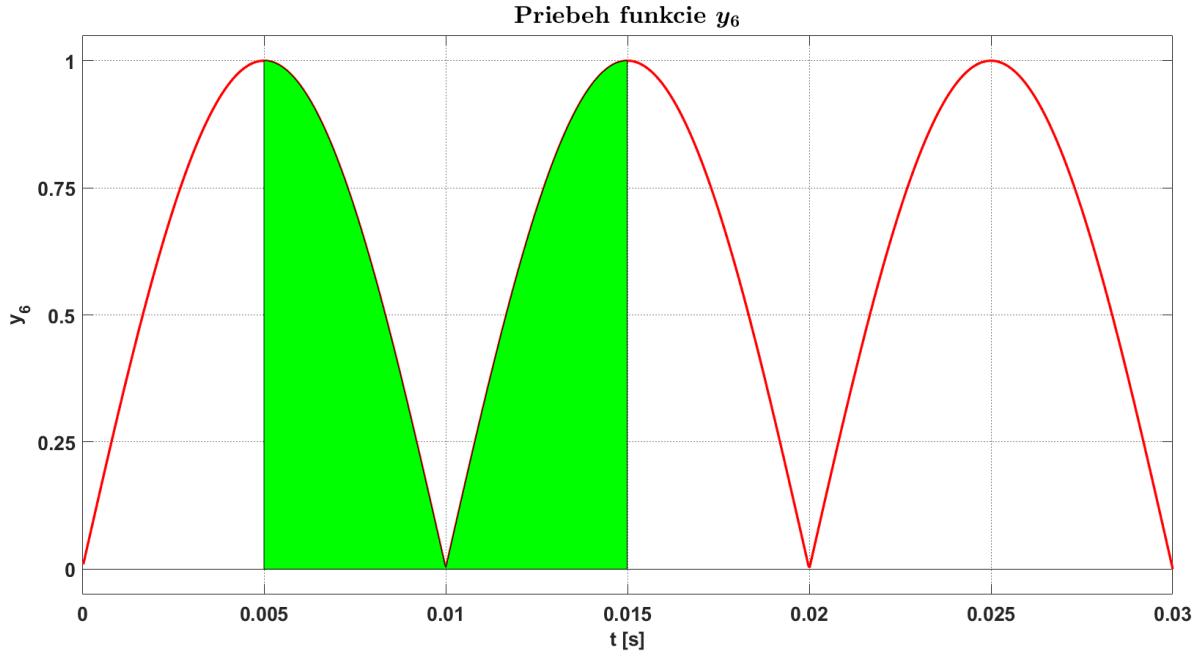
Uvažujeme prípad rozfázovania o $-\frac{\pi}{2}$ a počiatočnú fázu sínusoidy siete $\varphi_0 = 0$. Potom funkcia v bode 1 má vyjadrenie:

$$\sin(\omega t) \cdot \text{sgn}\left\{\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right\} = \sin(\omega t) \cdot \text{sgn}\{\sin(\omega t)\}. \quad (4.21)$$

Využijeme rovnicu (4.20) pre vyjadrenie $\text{sgn}\{\sin(\omega t)\}$:

$$\sin(\omega t) \cdot \text{sgn}\{\sin(\omega t)\} = \sin(\omega t) \cdot \frac{\sin(\omega t)}{|\sin(\omega t)|} = \frac{\sin^2(\omega t)}{|\sin(\omega t)|}. \quad (4.22)$$

Táto funkcia je periodická s periódou 10 ms, preto T_{fz} ostáva 10 ms. Funkciu vrátane integračných medzí zobrazuje nasledujúci obrázok, označená je y_6 .



Obr. 4.21 Priebeh funkcie y_6

Predpokladáme vzorkovanie v rovnakých časoch ako v predchádzajúcom prípade. Hodnota $X_{avg,max}$ sa potom rovná:

$$X_{avg,max} = \int_{0,005}^{0,015} \frac{\sin^2(\omega t)}{|\sin(\omega t)|} dt. \quad (4.23)$$

Na intervale $(0,005; 0,015)$ je možné funkciu $|\sin(\omega t)|$ vyjadriť podľa definície absolútnej hodnoty nasledovne:

- na intervale $(0,005; 0,01)$ je $|\sin(\omega t)| = \sin(\omega t)$,
- na intervale $(0,01; 0,015)$ je $|\sin(\omega t)| = -\sin(\omega t)$.

Potom je možné integrál rozdeliť na dve časti:

$$\begin{aligned} \int_{0,005}^{0,01} \sin(\omega t) dt - \int_{0,01}^{0,015} \sin(\omega t) dt &= \left[-\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \right]_{0,005}^{0,01} - \left[-\frac{\cos(\omega t)}{\omega} \right]_{0,01}^{0,015} = \\ &= 6,366 \cdot 10^{-3} = X_{avg,max}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

4.2.2 V ustálenom stave

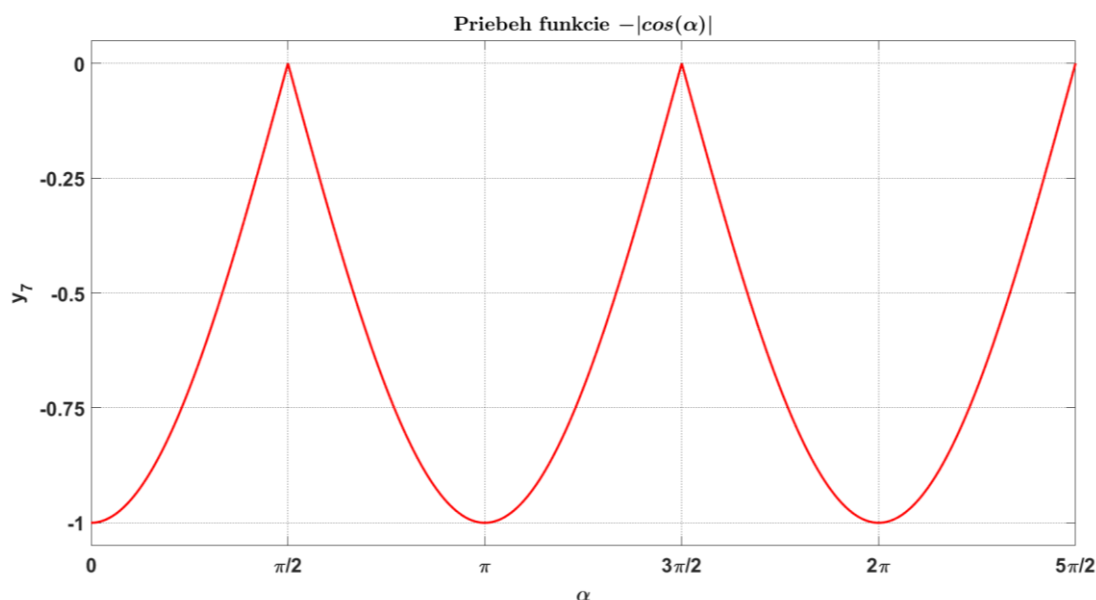
V ustálenom stave je na výstupe FZ fázový uhol $\alpha = \omega t + \varphi_0$, ktorý je súčasne fázovým uhlom fázy U siete. Potom má signál zo spätnej väzby predpis $\text{sgn} \{ \cos \alpha \}$. Zo siete prichádza signál $\sin(\alpha)$. Preto ich súčin v bode 1 má tvar $\sin(\alpha) \cdot \text{sgn} \{ \cos \alpha \}$, čo je funkcia s nulovou strednou hodnotou. Práve stredná hodnota je aj regulačnou odchýlkou. V ustálenom stave je teda regulačná odchýlka nulová.

Priebeh v bode 2 (za integrátorom) je integrálom vyššie spomenutej funkcie:

$$\int \sin(\alpha) \cdot \operatorname{sgn}\{\cos \alpha\} d\alpha = \left| \begin{array}{l} \cos \alpha = t \\ -\sin \alpha d\alpha = dt \end{array} \right| = \int \operatorname{sgn}\{t\} \cdot (-1) dt =$$

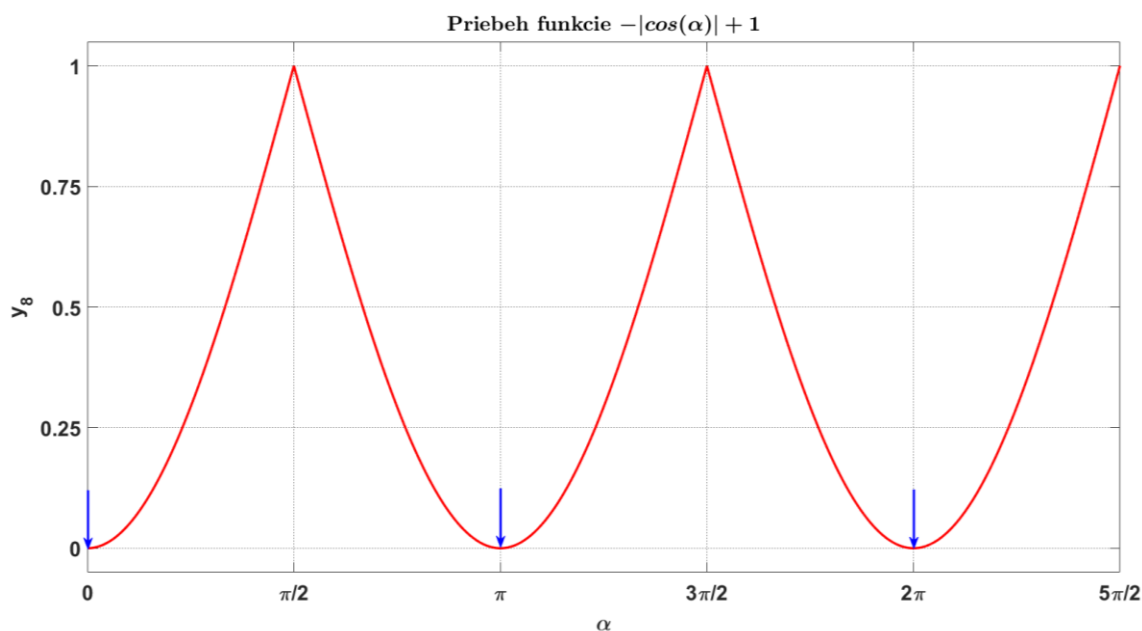
$$= -|t| = -|\cos(\alpha)|. \quad (4.25)$$

Funkcia $-|\cos(\alpha)|$ je periodická s periódou π a je zobrazená na nasledujúcom obrázku. Pri nahradení α za $\omega t + \varphi_0$ je možné ju vyniesť v závislosti na čase. V tom prípade by jej perióda bola 10 ms, čo opäť potvrdzuje hodnotu $T_{fz} = 10$ ms.



Obr. 4.22 Pribeh funkcie y_7

Keďže počiatočná podmienka integrátoru je nastavená na nulu, tak bude funkcia za integrátorom, v bode 2, vychádzať z nuly. To vyjadruje integračná konštanta $C = +1$. Pribeh funkcie $-|\cos(\alpha)| + 1$ znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 4.23 Pribeh funkcie y_8

Z Obr. 4.23 vyplýva, že pri vzorkovaní v bodoch $\alpha = k\pi$ dostaneme nulový signál (bod 3 na Obr. 4.10).

4.3 Na vstupe sínus, v spätnej väzbe trojuholník

Pod pojmom trojuholník sa tu rozumie funkcia, ktorá z fázy α vytvorí trojuholníkový signál. Na Obr. 4.10 je označená f_{troj} a jej výstup je zobrazený na Obr. 4.11. Táto funkcia je v Simulinku vyjadrená nasledovne: **abs((2-2*u(1)/pi))-1**, kde **u(1)** predstavuje vstup, teda fázu α . Vyjadrené matematickým zápisom:

$$f_{troj} = \left| 2 - \frac{2\alpha}{\pi} \right| - 1. \quad (4.26)$$

4.3.1 Na začiatku regulácie

Opäť uvažujeme podmienku nulovej počiatkovej fázy siete $\varphi_0 = 0$. Priebeh v bode 1 je súčinom signálu zo siete $\sin(\omega t)$ a funkcie f_{troj} . Preto potrebujeme vyjadriť funkciu f_{troj} v závislosti na čase. Na začiatku regulácie platí v dôsledku nastavených počiatkových podmienok: $\alpha = \omega t - \frac{\pi}{2}$. Dosadíme za α do rovnice (4.26):

$$\begin{aligned} f_{troj} &= \left| 2 - \frac{2\omega t - \pi}{\pi} \right| - 1 = \left| 2 - \frac{2 \cdot 2\pi f t}{\pi} + 1 \right| - 1 = \\ &= |3 - 4ft| - 1 = |3 - 200t| - 1. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Potom funkcia v bode 1 má nasledovné vyjadrenie:

$$\sin(\omega t) \cdot [|3 - 200t| - 1] = \sin(\omega t) \cdot |3 - 200t| - \sin(\omega t). \quad (4.28)$$

Funkcia v bode 2 je integrálom funkcie z bodu 1. Pri rovnakých časoch 1. a 2. vzorkovania bude hodnota $X_{avg,max}$ nasledovná:

$$X_{avg,max} = \int_{0,005}^{0,015} \sin(\omega t) \cdot |3 - 200t| dt - \int_{0,005}^{0,015} \sin(\omega t) dt. \quad (4.29)$$

Pre určenie $|3 - 200t|$ využijeme definíciu absolútnej hodnoty. Na intervale (0,005; 0,015) je funkcia $(3 - 200t)$ kladná. Preto $|3 - 200t| = 3 - 200t$ na tomto intervale. Potom sa $X_{avg,max}$ rovná:

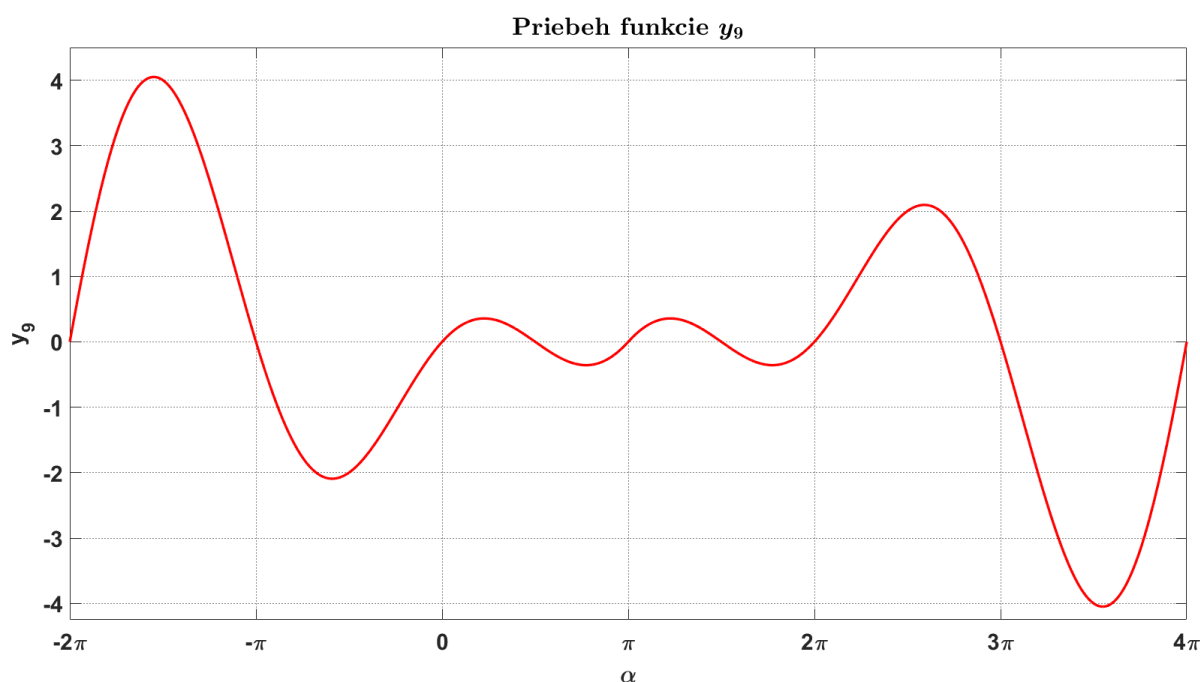
$$\begin{aligned} X_{avg,max} &= \int_{0,005}^{0,015} \sin(\omega t) \cdot (3 - 200t) dt - \int_{0,005}^{0,015} \sin(\omega t) dt = \\ &= 4,05 \cdot 10^{-3}. \end{aligned} \quad (4.30)$$

4.3.2 V ustálenom stave

Pri popise ustáleného stavu boli doteraz použité funkcie s premennou α pre dôkaz, že resetovací/triggrovací impulz má byť vytvorený, keď $\alpha = k\pi$. Rovnako to bude aj v tomto prípade. Funkcia v bode 1 má predpis:

$$\sin \alpha \cdot \left[\left| 2 - \frac{2\alpha}{\pi} \right| - 1 \right] = \sin \alpha \cdot \left| 2 - \frac{2\alpha}{\pi} \right| - \sin \alpha. \quad (4.31)$$

Táto funkcia má na intervale $(0, \pi)$ a $(\pi, 2\pi)$ nulovú strednú hodnotu, no mimo tohto intervalu nie (Obr. 4.24, označená y_9). Preto pri použití bloku *mod* na Obr. 4.10 bude fázový záves fungovať správne. Blok *mod* spolu s konštantou 2π predstavuje funkciu modulo(2π). Funkcia modulo znamená „zvyšok po delení“. Tento blok spôsobí, že fáza na výstupe FZ bude nadobúdať maximálnu hodnotu 2π a bude v intervale $(0, 2\pi)$. Bez použitia tohto bloku by fáza na výstupe FZ rástla s rastúcim časom donekonečna. V prípade realizácie fázového závesu pomocou procesora je vynechanie tohto bloku nevhodné pre možnosť „pretečenia pamäte“ po určitom čase v dôsledku veľmi vysokého čísla predstavujúceho fázu.

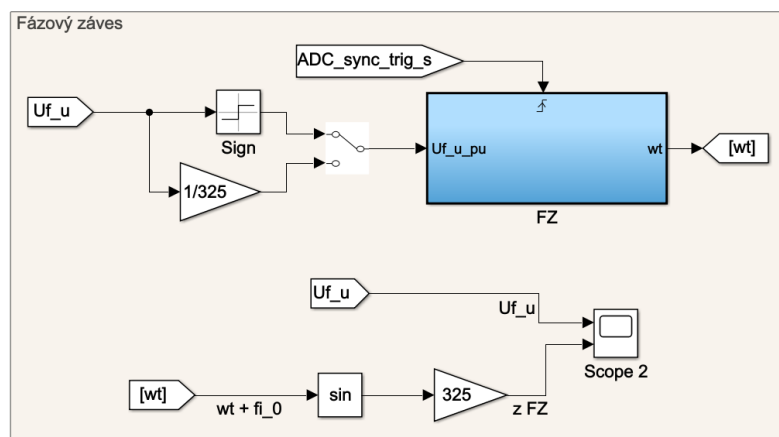


Obr. 4.24 Pribeh funkcie y_9

Funkcia v bode 2 je integrálom funkcie označenej y_9 . Jej analytické vyjadrenie je zložité a je možné ho získať pomocou výpočtových programov, napr. [5]. Pretože počiatková podmienka integrátoru je nastavená na nulu (pri každom resetovaní), začína výstupný signál integrátoru z nuly. Keďže funkcia y_9 má na intervale $(0, \pi)$ a $(\pi, 2\pi)$ nulovú strednú hodnotu, vráti sa integrál po skončení intervalu $(0, \pi)$, príp. $(\pi, 2\pi)$ opäť na nulu. Z toho dôvodu je správna podmienka, že resetovací/triggrovací impulz má byť vytvorený, keď $\alpha = k\pi$, pričom $\alpha \in (0, 2\pi)$ kvôli funkcii modulo.

4.4 Na vstupe obdĺžnik, v spätnej väzbe obdĺžnik

Ako už bolo spomenuté, pod názvom obdĺžnik rozumieme funkciu signum. Vstupom do fázového závesu nemusí byť len funkcia $\sin \alpha$, ale aj funkcia $\text{sgn}\{\sin \alpha\}$. Táto funkcia má amplitúdu 1, preto ju nie je potrebné meniť a môže byť priamo vstupom do fázového závesu (Obr. 4.25).



Obr. 4.25 Funkcia signum na vstupe do FZ

4.4.1 Na začiatku regulácie

Pri popise stavu na začiatku regulácie boli funkcie vždy vyjadrené v závislosti na čase kvôli určeniu hodnoty $X_{avg,max}$. Rovnaký postup je zvolený aj v tomto prípade. Opäť uvažujeme počiatočnú fázu siete nulovú a počiatočnú fázu na výstupe FZ rovnú $-\frac{\pi}{2}$. Potom je súčin signálu zo vstupu a signálu zo spätnej väzby (bod 1) popísaný funkciou:

$$\text{sgn}\{\sin(\omega t)\} \cdot \text{sgn}\left\{\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right\} = \text{sgn}\{\sin(\omega t)\} \cdot \text{sgn}\{\sin(\omega t)\} = 1. \quad (4.32)$$

Funkcia v bode 2 je integrálom funkcie z bodu 1. Pri rovnakých časoch prvého a druhého vzorkovacieho impulzu je hodnota $X_{avg,max}$ nasledovná:

$$X_{avg,max} = \int_{0,005}^{0,015} 1 dt = [t]_{0,005}^{0,015} = 0,01. \quad (4.33)$$

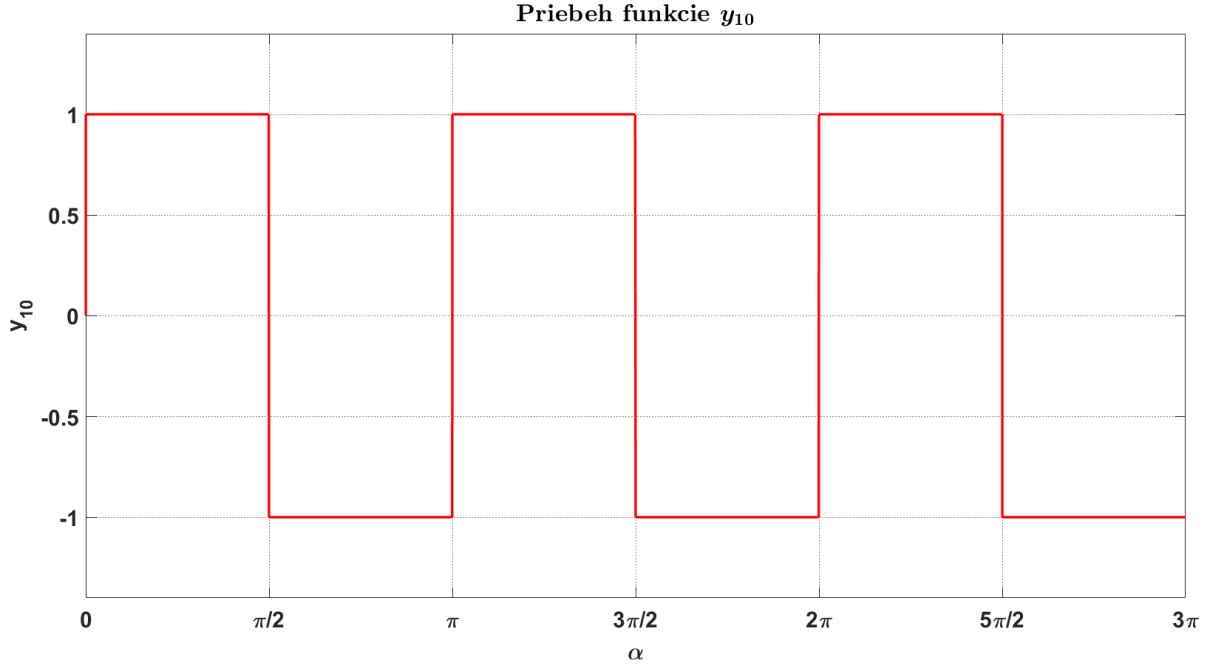
4.4.2 V ustálenom stave

V ustálenom stave má funkcia v bode 1 predpis:

$$\text{sgn}\{\sin \alpha\} \cdot \text{sgn}\{\cos \alpha\}. \quad (4.34)$$

Funkcia je periodická s periódou π a je znázornená na Obr. 4.26, kde je označená y_{10} . V prípade nahradenia premennej α za $\omega t + \varphi_0$ je možné ju vyniesť v závislosti na čase. V tom prípade by mala periódou 10 ms, preto je aj hodnota T_{fz} rovná 10 ms.

Z Obr. 4.26 tiež vyplýva podmienka vzorkovania v bodoch $\alpha = k\pi$, aby priebeh na mieste označenom číslom 3 na Obr. 4.10 bol nulovou funkciou. Funkcia v bode 2 je integrálom funkcie z bodu 1, teda integrálom funkcie na Obr. 4.26. Integrátor je s každým vzorkovaním vynulovaný, takže jeho výstup začína z nuly. Keďže má integrovaná funkcia nulovú strednú hodnotu, tak po skončení periódy π sa výstup integrátoru vráti opäť na nulu, kde je vzorkovaný.



Obr. 4.26 Pribeh funkcie y_{10}

4.5 Návrh regulátoru fázového závesu

Prenosová funkcia sústavy má nasledujúci tvar:

$$F_s = \frac{K_{s,fz}}{(T_{fz} \cdot p + 1) \cdot p}, \quad (4.35)$$

kde člen $\frac{K_{s,fz}}{T_{fz} \cdot p + 1}$ nahradzuje blok výpočtu strednej hodnoty a člen $\frac{1}{p}$ predstavuje integrátor uhlovej frekvencie ω z výstupu PI regulátoru (tento integrátor je označený na Obr. 4.2 ako *Discrete-Time Integrator2*. Pozn.: predvolené nastavenia tohto integrátoru ostávajú nezmenené, teda typ integrácie je *Integration: Forward Euler*. Počiatočná podmienka je nastavená na $-\frac{\pi}{2}$). $K_{s,fz}$ má vyjadrenie podľa rovnice (4.8), teda

$$K_{s,fz} = \frac{X_{avg,max}}{\frac{\pi}{2}}, \quad (4.36)$$

kde hodnota $X_{avg,max}$ závisí na type signálov zo vstupu a zo spätnej väzby a jej výpočet bol znázornený v podkapitolách 4.1 až 4.4. Hodnota T_{fz} je 10 ms, ako bolo dokázané v spomenutých podkapitolách. Všeobecne je rovná polovici periódy siete (rovnica (4.9)):

$$T_{fz} = \frac{T_{siete}}{2} = \frac{1}{2f_{siete}} = \frac{1}{2 \cdot 50} = 10 \text{ ms}. \quad (4.37)$$

Sústava je podľa rovnice (4.35) astatická, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda symetrického optima (SO). Prenosová funkcia regulátoru je rovná súčinu prenosu otvorenej slučky podľa symetrického optima a prevrátenej hodnoty prenosu sústavy:

$$F_{R,fz} = F_{o,so} \cdot \frac{1}{F_s} = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma^2(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(T_{fz} \cdot p + 1) \cdot p}{K_{s,fz}}. \quad (4.38)$$

Časová konštanta τ_σ sa rovná T_{fz} . Potom dostávame pre prenos regulátoru:

$$F_{R,fz} = \frac{1 + 4pT_{fz}}{8p \cdot T_{fz}^2 \cdot K_{s,fz}}. \quad (4.39)$$

Rozdelením na dva zlomky získame tvar, z ktorého je viditeľná proporcionálna a integračná zložka PI regulátoru:

$$F_{R,fz} = \frac{1}{8 \cdot T_{fz}^2 \cdot K_{s,fz} \cdot p} + \frac{1}{2 \cdot T_{fz} \cdot K_{s,fz}}. \quad (4.40)$$

V prípade vstupného signálu v tvare funkcie sínus a signálu zo spätnej väzby v tvare funkcie kosínus (prípád riešený v podkapitole 4.1) je hodnota $X_{avg,max} = 5 \cdot 10^{-3}$. Potom má prenosová funkcia regulátoru nasledovné číselné vyjadrenie:

$$F_{R,fz} = 392,7 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{p} + 15,71 \cdot 10^3. \quad (4.41)$$

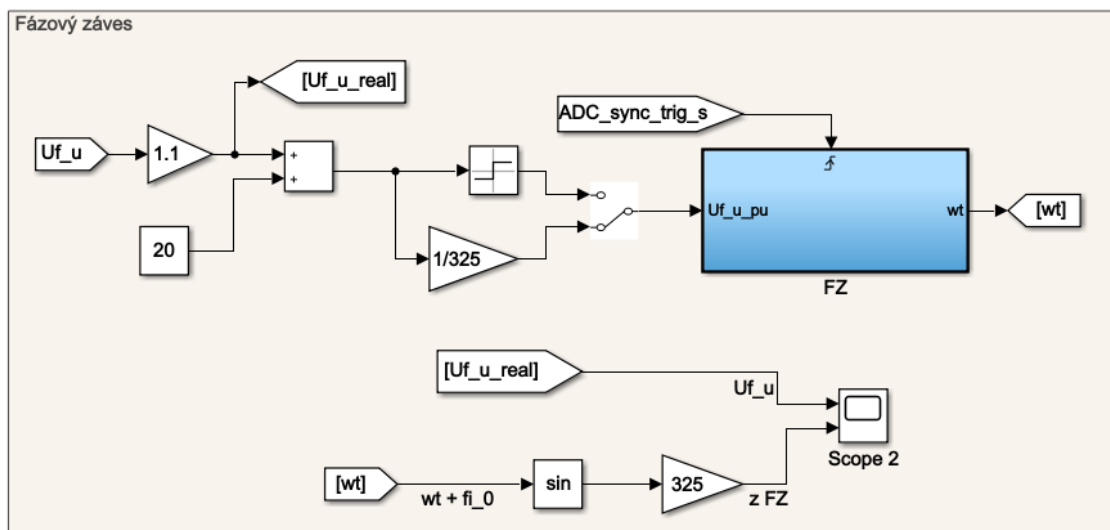
Výstupom PI regulátoru je uhlová frekvencia ω . Preto je počiatočná podmienka integrátoru v bloku PI regulátoru nastavená na $2\pi 50$. Výstupná uhlová frekvencia sa počas fázovania mení. Preto je vhodné nastaviť jej medze, napríklad v rozmedzí $\pm 25\%$ ustálenej hodnoty. Blok PI regulátoru má potom nastavené medze výstupu: *Upper saturation limit*: $(1,25 \cdot 2\pi 50)$; *Lower saturation limit*: $(0,75 \cdot 2\pi 50)$. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva prednastavené na *Forward Euler*.

Pozn.: keďže boli parametre regulátoru vypočítané pre prípad maximálneho rozfázovania $(0 \pm \frac{\pi}{2})$, bude fázový záves fungovať správne v každom prípade, pre ľubovoľný počiatočný uhol φ_0 fázy U siete.

4.6 Prípád rušenia na vstupe

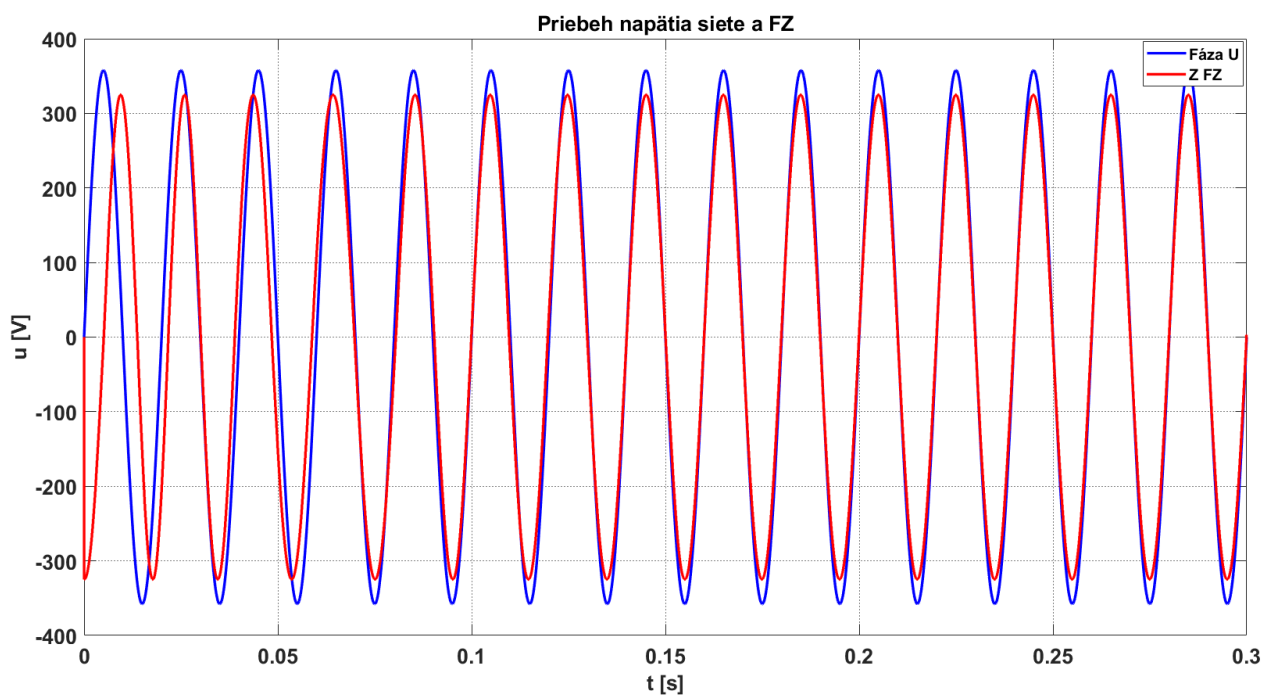
Navrhnutý fázový záves pracuje správne aj v prípade, ak sa na vstupe objaví rušenie v podobe kladnej hodnoty pripočítanej k napätiu siete. Tolerancia napätia v sieti je $\pm 10\%$. Fázový záves pracuje správne tiež v prípade, ak sa na vstupe objaví napätie na hornej medzi tolerancie (amplitúda je 358 V), no v procesore je tento napäťový signál delený nezmeneným číslom 325. Situáciu znázorňuje Obr. 4.27.

Pozn.: navrhnutý aktívny usmerňovač pracuje správne aj pri kolísaní napätia siete.



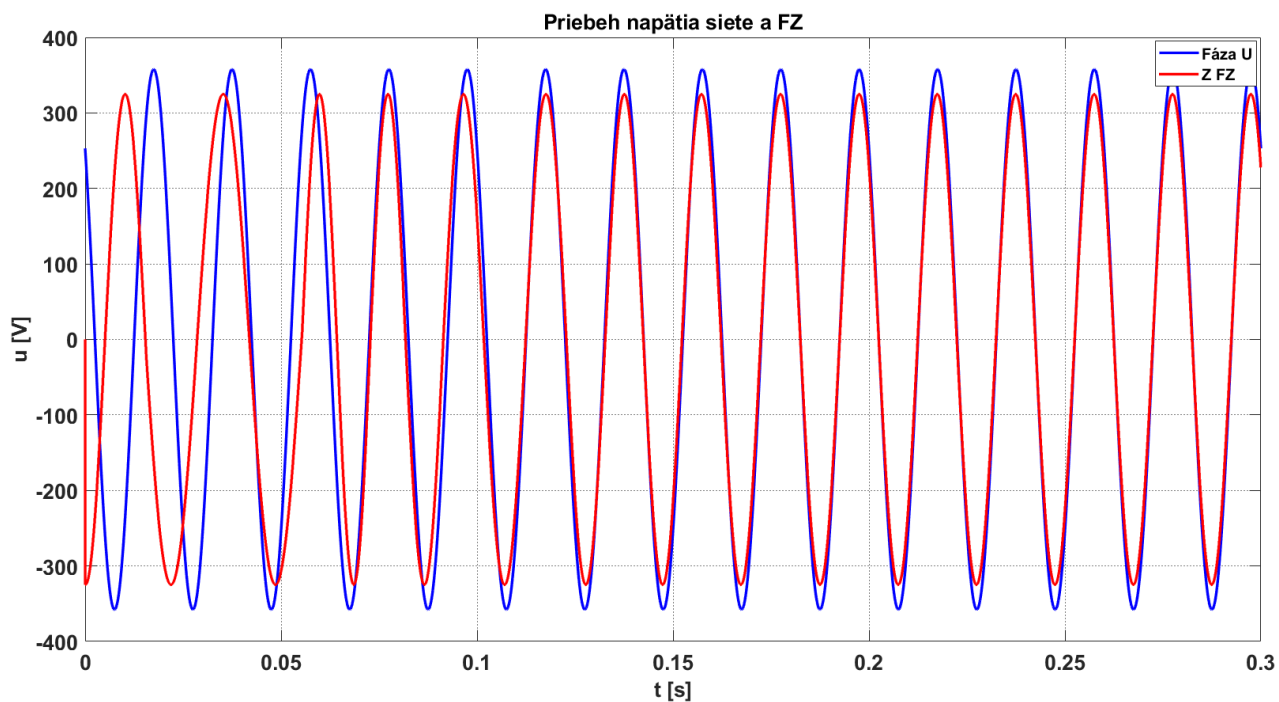
Obr. 4.27 Prípád s rušením na vstupe

Priebehy napätia zo siete a napätia podľa FZ (Scope 2) sú zobrazené v nasledujúcom obrázku. V späťnej väzbe je funkcia kosínus.



Obr. 4.28 Priebeh napätia fázy U a napätia podľa FZ pri rušení

Rovnaký prípad, ale s nastaveným počiatočným uhlom siete $\varphi_0 = 135^\circ$ znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 4.29 Priebeh napätia fázy U a napätia podľa FZ pri rušení; $\varphi_0 = 135^\circ$

5 Model aktívneho usmerňovača v Simulinku

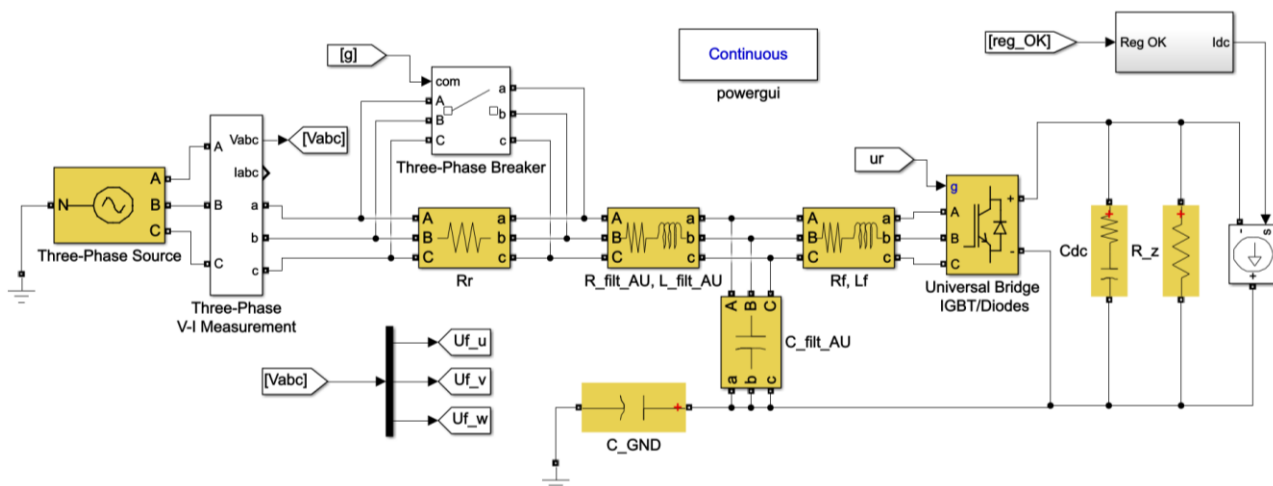
V tejto kapitole bude popísaný model trojfázového aktívneho usmerňovača vytvorený v programe Matlab/Simulink. Na začiatku je vhodné skontrolovať nastavenie Solveru (Ctrl+E):

- záložka **Solver** → *Zero-crossings options* → *Algorithm* → **Nonadaptive**,
- záložka **Diagnostics** → *Data Validity* → *Advanced parameters* → *Underspecified initialization detection*: **Simplified**,
- záložka **Solver** → *Solver selection* → *Type*: **Variable-step**, *Solver*: **ode23tb**,
- záložka **Solver** → *Solver details* → *Max step size*: **1e-5**.

Na výstupe usmerňovača bude zapojený trojfázový striedač. Požiadavkou je, aby menič dokázal energiu zo siete odoberať, aj do siete vracat', pričom tvar fázových prúdov má byť sínusový vo fáze s napätím siete. Výstupný striedač bude riešený v 6. kapitole, preto bude v modeli nahradený zdrojom konštantného prúdu, ktorý bude prúd dodávať, prípadne odoberať. Popis modelu bude rozdelený do jednotlivých podkapitol, po častiach.

5.1 Topológia

Topológia je zobrazená na nasledujúcom obrázku.



Obr. 5.1 Topológia trojfázového aktívneho usmerňovača v Simulinku

Sieť je trojfázová, efektívna hodnota združeného napätia 400 V, frekvencia 50 Hz.

Požadované parametre meniča:

$$P_n = 12 \text{ kW},$$

$$U_{DC} = 900 \text{ V},$$

$$f_{PWM} = 25 \text{ kHz},$$

$$R_f = 0,1 \, \Omega,$$

$$L_f = 1,3 \text{ mH},$$

$$C_{DC} = 2,94 \text{ mF},$$

$$R_{predz} = 5 \text{ k}\Omega,$$

$$R_C = 1 \text{ m}\Omega,$$

$$R_r = 10 \, \Omega,$$

$$C_{GND} = 100 \text{ nF},$$

$$C_{filt,AU} = 22,5 \, \mu\text{F},$$

- menovitý výkon,
- napätie medziobvodu,
- frekvencia pulzne-šírkovej modulácie,
- odpor vstupnej fázovej tlmivky,
- indukčnosť vstupnej fázovej tlmivky,
- kapacita kondenzátoru v medziobvode,
- odpor predzáťaž (na Obr. 5.1) označený ako R_z ,
- sériový odpor kondenzátoru v medziobvode,
- rozbehový odpor,
- kapacita kondenzátoru medzi zemou a (-) zbernicou,
- kapacita kondenzátoru sieťového filtra,

$R_{filt,AU} = 0,05 \text{ m}\Omega$,

- odpor tlmivky sieťového filtra,

$L_{filt,AU} = 1200 \text{ }\mu\text{H}$,

- indukčnosť tlmivky sieťového filtra.

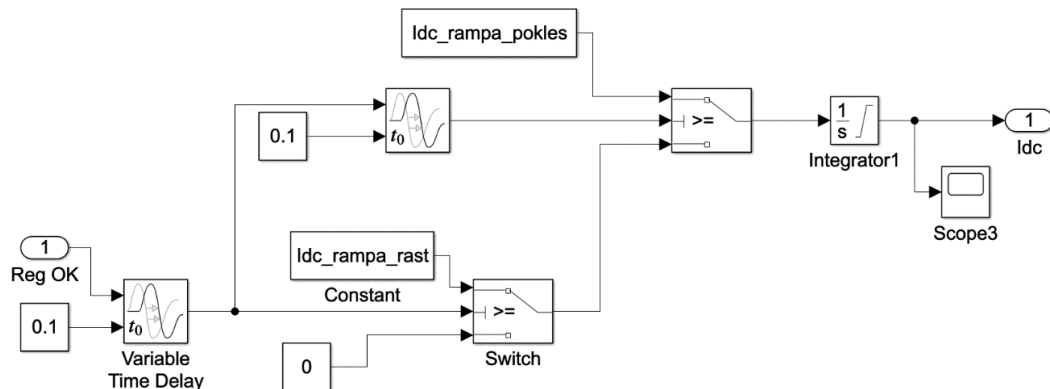
Blok s názvom *Universal Bridge IGBT/Diodes* predstavuje silovú časť meniča s tranzistormi IGBT a diódami usporiadanými do vetiev tak, ako na Obr. 2.1. Uvažované sú ideálne spínacie prvky, čomu odpovedá aj nastavenie v bloku *powergui* (*Disable snubbers / Ron resistances / forward voltages in switching devices*).

Odpor predzáťaže (na Obr. 5.1 označený ako R_z) modeluje odber prúdu pomocných obvodov meniča, napr. na napájanie elektroniky.

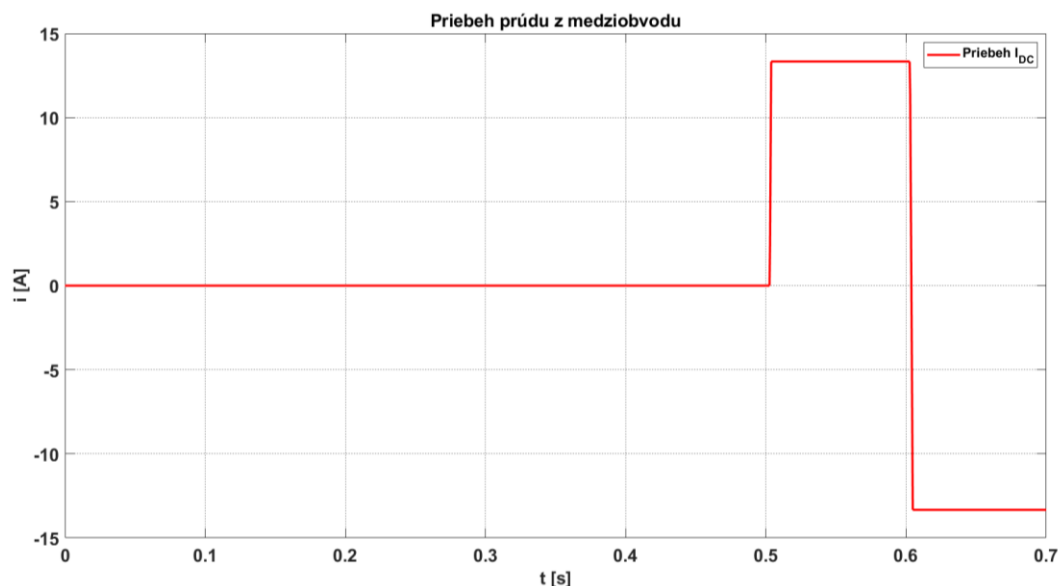
Zdroj konštantného prúdu ako záťaž môže dodávať aj odoberať prúd z medziobvodu. Menovitý výkon dodávaný do záťaže má byť 12 kW. Pri napätí medziobvodu 900 V musí byť potom odoberaný prúd:

$$I_{DC} = \frac{P_n}{U_{DC}} = \frac{12 \cdot 10^3}{900} = 13,33 \text{ A.} \quad (5.1)$$

Prúd sa začne odoberať až keď regulátor zabezpečí napätie medziobvodu 900 V. To vyjadruje signál *reg_OK* privedený do subbloku, v ktorom je vytvorený signál odpovedajúci požadovanému tvaru prúdu. Zapojenie pre vytvorenie priebehu I_{DC} je znázornené na Obr. 5.2. Priebeh prúdu odoberaného z medziobvodu (Scope 3) je znázornený na Obr. 5.3.



Obr. 5.2 Zobrazenie zapojenia pre vytvorenie priebehu I_{DC}



Obr. 5.3 Priebeh prúdu z medziobvodu

Konštanty $I_{dc_rampa_rast}$ a $I_{dc_rampa_pokles}$ na Obr. 5.2 majú nasledovné hodnoty:

$$I_{dc_rampa_rast} = \frac{I_{DC}}{1 \cdot 10^{-3}} = \frac{13,33}{1 \cdot 10^{-3}},$$

$$I_{dc_rampa_pokles} = -\frac{2 \cdot I_{DC}}{2 \cdot 10^{-3}} = -\frac{2 \cdot 13,33}{2 \cdot 10^{-3}}.$$

Medze integrátoru *Integrator1* sú: horný saturačný limit: I_{DC} a dolný saturačný limit: $-I_{DC}$. To znamená, že prúd narastie z nuly na svoju menovitú hodnotu 13,33 A za 1 ms a z tejto hodnoty klesne na opačnú hodnotu -13,33 A za 2 ms. Bloky *Switch* majú nastavenie: *Threshold*: 1.

Rozbehové odpory s hodnotou $10 \, \Omega$ sú umiestnené v každej fáze na vstupe, aby obmedzovali prúdový náraz pri nabíjaní kondenzátoru medziobvodu. Časová konštanta $R_r C_{DC}$ má hodnotu:

$$\tau = R_r C_{DC} = 10 \cdot 2,94 \cdot 10^{-3} = 0,0294 \, \text{s}. \quad (5.2)$$

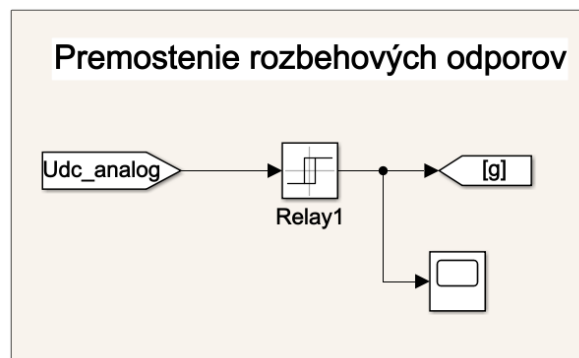
Ak napätie medziobvodu dosiahne hodnotu 500 V, sú tieto odpory premostené stykačom, čo vyjadruje riadiaci signál g.

5.2 Vytvorenie riadiacich signálov

V tejto kapitole bude popísané vytvorenie riadiacich signálov. Signály sú rozdelené do jednotlivých podkapitol.

5.2.1 Premostenie rozbehových odporov

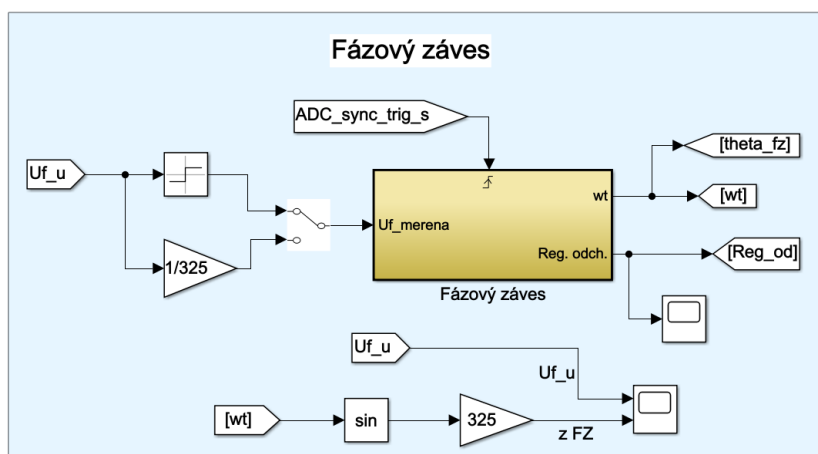
Signál g, ktorý riadi trojfázový istič označený *Three-Phase Breaker*, je vytvorený pomocou bloku *Relay*. Signál nadobudne hodnotu 1, ak napätie medziobvodu U_{DC} dosiahne 500 V. Nastavenie bloku *Relay1* je nasledovné: *Switch on point*: 500; *Switch off point*: 0; *Output when on*: 1; *Output when off*: 0. Zobrazenie zapojenia ukazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 5.4 Signál ovládajúci premostenie rozbehových odporov

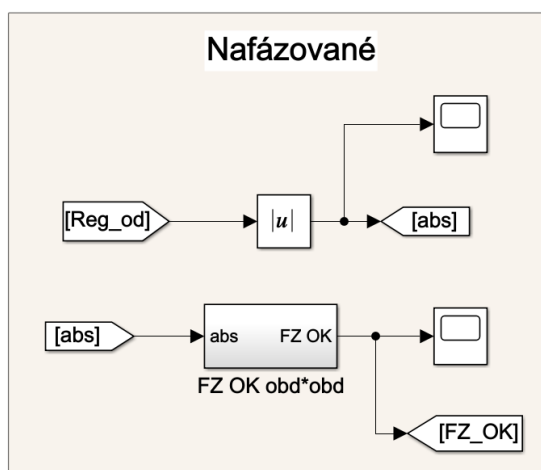
5.2.2 Podmienka ustálenia fázového závesu

Súčasne s nabíjaním kondenzátoru medziobvodu cez rozbehové odpory prebieha fázovanie fázového závesu. Fázovanie trvá dlhšiu dobu ako nabíjanie kondenzátoru na hodnotu 500 V. Po nafázovaní môže začať regulácia napätia medziobvodu na hodnotu 900 V. Preto signál s názvom *FZ_OK* riadi spustenie regulácie. Podmienka nafázovania fázového závesu je odvodená od regulačnej odchýlky vstupujúcej do PI regulátoru fázového závesu. Blok FZ je zobrazený na nasledujúcom obrázku.



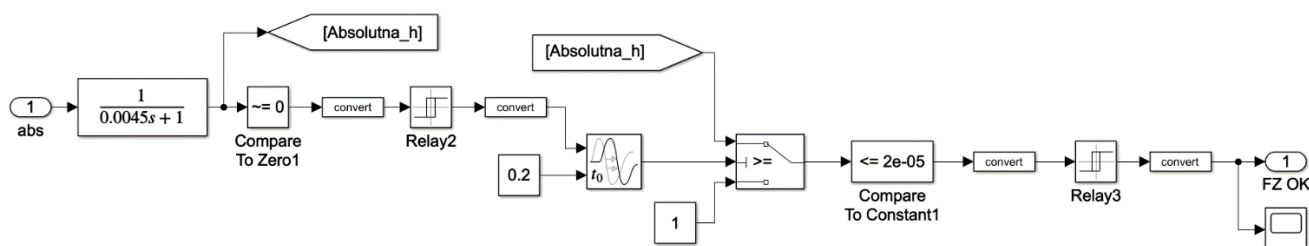
Obr. 5.5 Blok fázového závesu

Regulačná odchýlka je vstupom do ďalšieho bloku, ktorého výstupom je signál o nafázovaní FZ označený *FZ_OK*. Ak je FZ v ustálenom stave, má signál *FZ_OK* hodnotu 1.



Obr. 5.6 Blok vytvorenia signálu o nafázovaní FZ

V subbloku *FZ OK obd*obd* sa nachádza nasledujúce zapojenie.



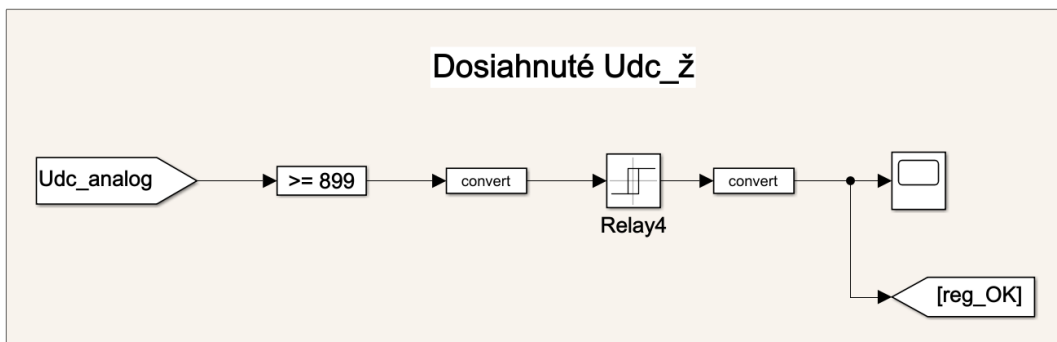
Obr. 5.7 Spracovanie signálu o regulačnej odchýlke FZ

Signál o absolútnej hodnote regulačnej odchýlky je filtrovaný dolnou priepusťou. Následne je tento signál po uplynutí 0,2 s od prvej nenulovej hodnoty porovnaný s hodnotou $2 \cdot 10^{-5}$. Ak je signál menší ako táto hodnota, je možné považovať fázový záves za nafázovaný. V tomto modeli aktívneho usmerňovača je použitý FZ s kombináciou signálov typu obdĺžnik*obdĺžnik (signál zo siete má tvar $\text{sgn}(\sin \alpha)$, signál zo spätnej väzby má tvar $\text{sgn}(\cos \alpha)$). Hodnota $2 \cdot 10^{-5}$ platí tiež pre kombinácie signálov typu sínus*cosínus a sínus*trojuholník. Pre kombináciu typu sínus*obdĺžnik je potrebné použiť hodnotu $6 \cdot 10^{-5}$.

Nastavenie blokov *Relay2* a *Relay3* je nasledovné: *Switch on point*: 1; *Switch off point*: -1; *Output when on*: 1; *Output when off*: 0. Nastavenie bloku *Switch*: *Threshold*: 1.

5.2.3 Podmienka dosiahnutia žiadanej hodnoty napätia medziobvodu

Signál *reg_OK* vyjadruje, že napätie medziobvodu dosiahlo žadanú hodnotu. Po dosiahnutí tejto hodnoty sa hodnota signálu *reg_OK* zmení z 0 na 1.



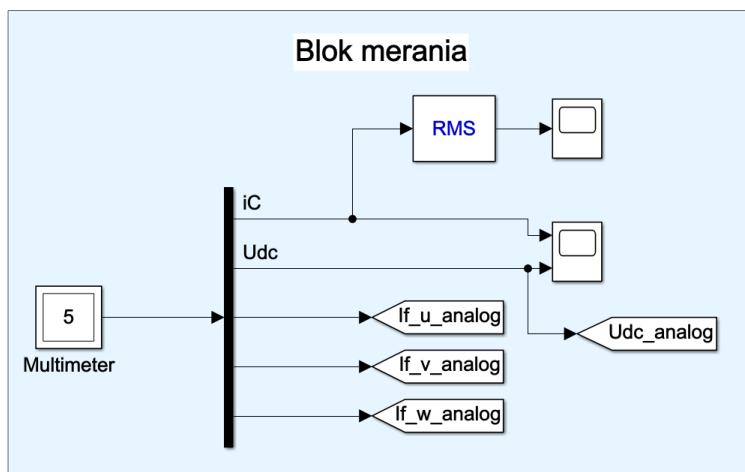
Obr. 5.8 Podmienka dosiahnutia žiadanej hodnoty napätia medziobvodu

Blok *Relay4* je nastavený nasledovne: *Switch on point*: 1; *Switch off point*: -1; *Output when on*: 1; *Output when off*: 0. Po dosiahnutí žiadanej hodnoty napätia medziobvodu je možné odoberať prúd z medziobvodu. Preto signál *reg_OK* riadi spustenie odberu prúdu.

Celková postupnosť úkonov je nasledovná: kondenzátor medziobvodu sa nabíja počas fázovania FZ. Po nafázovaní sa začína regulácia U_{DC} na 900 V. Po vyregulovaní začne odber prúdu I_{DC} .

5.3 Blok merania

Blok merania zobrazuje nasledujúci obrázok.



Obr. 5.9 Blok merania

Z bloku *Multimeter* na Obr. 5.9 vychádzajú nasledujúce signály v tomto poradí:

- Ib: Cdc;
- Ub: Cdc;
- Ib1: Rf, Lf;
- Ib2: Rf, Lf;
- Ib3: Rf, Lf.

Označenie I_b znamená *Branch current* a U_b *Branch voltage*. Pre získanie týchto signálov je potrebné mať v RC člene predstavujúcom sériovú kombináciu R_C a C_{DC} označenom na Obr. 5.1 ako C_{DC} potvrdené meranie prúdu a napätia (*Measurements: Branch voltage and current*). Tiež v RL člene označenom ako R_f , L_f je potrebné mať potvrdené meranie prúdu (*Measurements: Branch currents*).

Signály z bloku merania budú využité v bloku AD prevodu, ktorý je popísaný v nasledujúcej podkapitole.

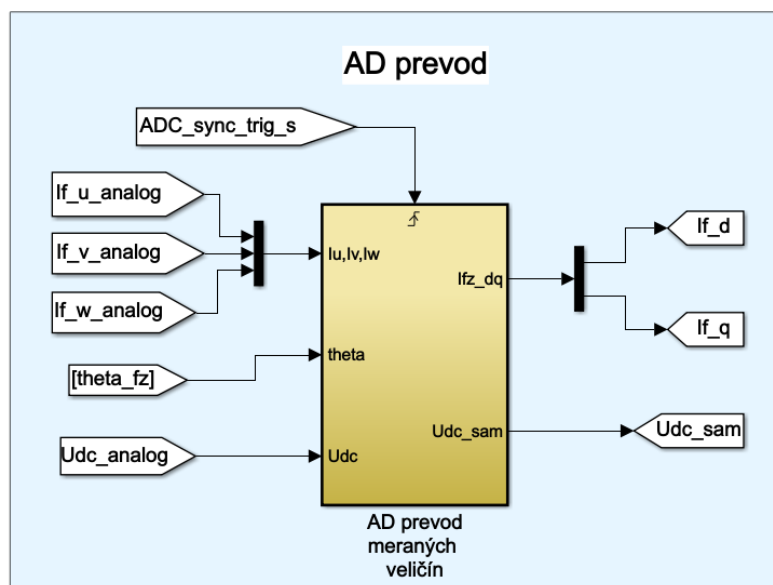
5.4 Blok A/D prevodu

V bloku A/D prevodu sú spojité veličiny prevedené na vzorkované pomocou vzorkovania signálom $ADC_sync_trig_s$. Dôležitou súčasťou tohto bloku je aj dq transformácia troch fázových prúdov i_U, i_V, i_W na prúdy i_d, i_q . Táto dq transformácia má 2 možnosti prevedenia podľa polohy rotujúcej dq sústavy voči stacionárnej sústave U, V, W v čase $t = 0$. Sústava dq môže byť v čase $t = 0$ buď zarovnaná s osou U alebo posunutá o 90° za osou U .

Ak je sústava dq zarovnaná s osou U , tak pre transformované prúdy i_d, i_q platí: i_d ovplyvňuje jalový výkon do/zo siete, i_q ovplyvňuje činný výkon do/zo siete. Tento typ transformácie budeme označovať ako **typ 1** (v súlade so značením v podkapitole 2.1).

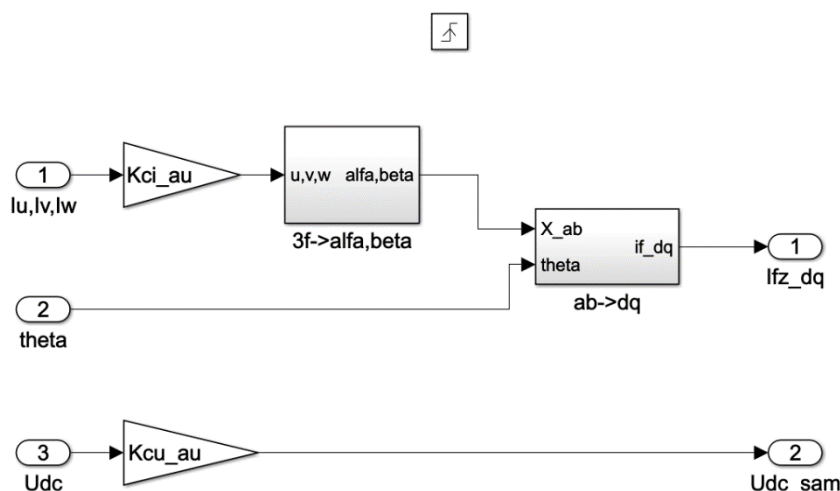
Ak je sústava dq posunutá o 90° za osou U , tak pre transformované prúdy i_d, i_q platí: i_d ovplyvňuje činný výkon do/zo siete, i_q ovplyvňuje jalový výkon do/zo siete. Tento typ transformácie budeme označovať ako **typ 2** (v súlade so značením v podkapitole 2.1).

Voľba druhu transformácie má vplyv na usporiadanie regulačnej štruktúry, pretože výstupom regulátoru napätia je prúd ovplyvňujúci činný výkon (v prvom prípade je to prúd i_q , v druhom i_d). Návrh regulátorov bude popísaný v ďalšej podkapitole. Blok A/D prevodu, rovnako ako aj návrh regulátorov bude ukázaný pre obidve možnosti transformácie.



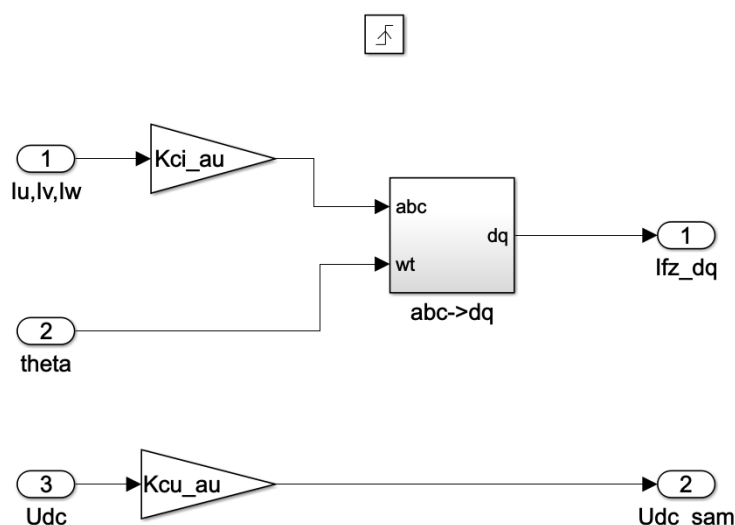
Obr. 5.10 Blok A/D prevodu

Transformácia do dq vyžaduje elektrický uhol theta. Tento uhol predstavuje fázový uhol ($\omega t + \varphi_0$) fázy U siete z výstupu fázového závesu. Zobrazený subblok obsahuje v prípade transformácie **typu 1** nasledujúce zapojenie (transformácie podľa rovníc (2.3) a (2.5)):



Obr. 5.11 Zapojenie subbloku A/D prevodu, transformácia **typu 1**

V prípade transformácie **typu 2** by bolo zapojenie v subbloku nasledovné (transformácia podľa rovnice (2.7)):

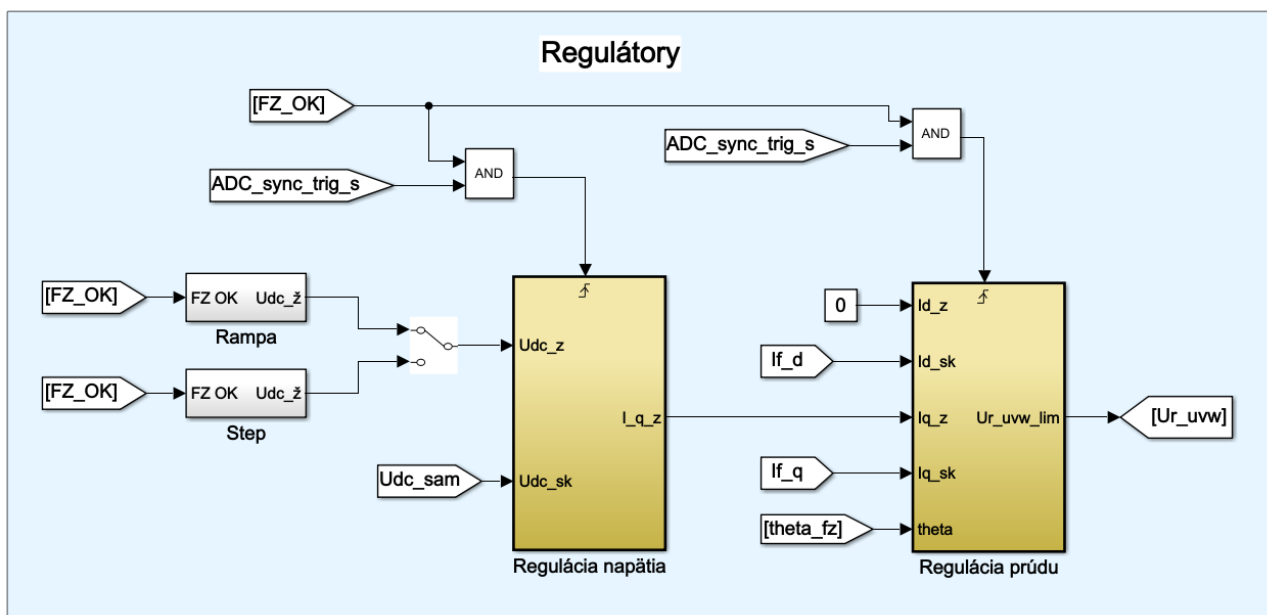


Obr. 5.12 Zapojenie subbloku A/D prevodu, transformácia **typu 2**

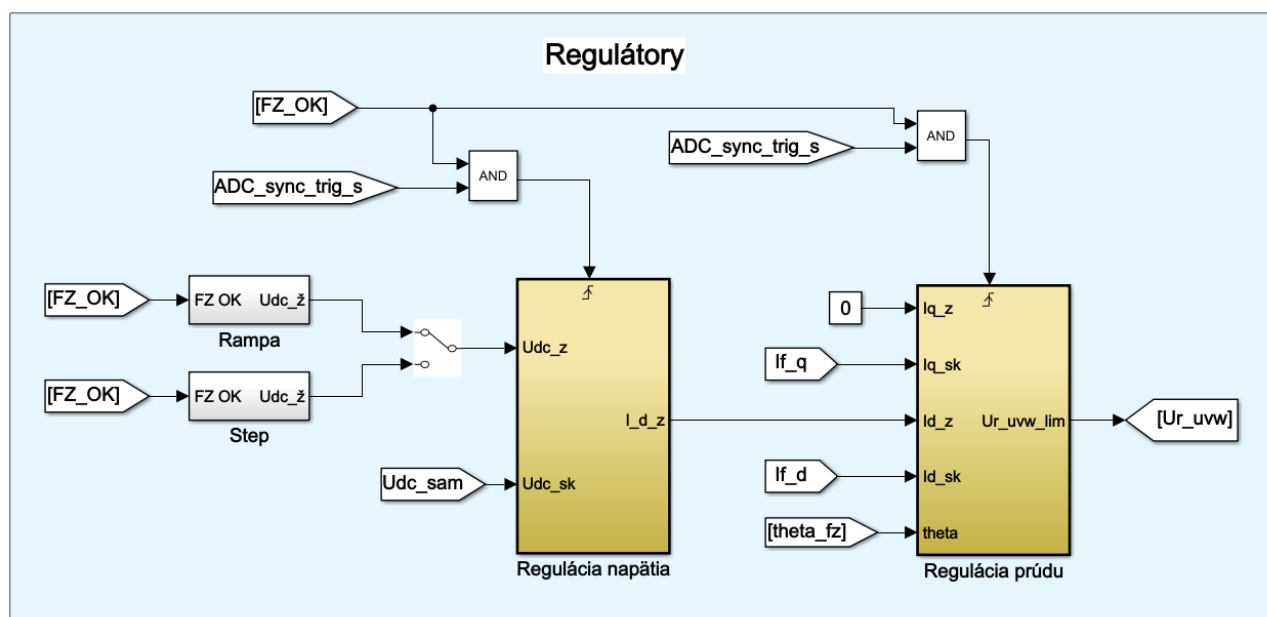
Veličiny označené Kci_au a Kcu_au predstavujú zosilnenie čidla prúdu, resp. čidla napätia. V ďalšom popise bude ich hodnota uvažovaná ako 1.

5.5 Návrh regulátorov

Aktívny usmerňovač bude riadený v dq sústave (popis v kapitole 2.2). V tejto podkapitole bude popísaný návrh regulátorov prúdov i_d a i_q a návrh regulátoru napätia medziobvodu U_{DC} . Regulátor prúdu i_d je zhodný s regulátorom prúdu i_q , preto odvodené prenosové funkcie regulátorov platia pre oba typy transformácií do dq súradníc. Blok regulátorov v modeloch s transformáciami do dq typu 1 a typu 2 zobrazujú nasledujúce obrázky.



Obr. 5.13 Blok regulátorov, transformácia typu 1



Obr. 5.14 Blok regulátorov, transformácia typu 2

5.5.1 Návrh regulátoru prúdu

Prenosová funkcia regulovanej sústavy prúdu (i_d , resp. i_q ; regulátory sú zhodné) má nasledujúci tvar:

$$F_{si,au} = \frac{K_{m,au}}{1 + p\tau_{m,au}} \cdot \frac{1/R_f}{1 + p\tau_f} \cdot K_{\check{i},au}. \quad (5.3)$$

Index *au* znamená aktívny usmerňovač.

Zosilnenie meniča $K_{m,au}$ má vyjadrenie:

$$K_{m,au} = \frac{\Delta U_{výstup}}{\Delta U_r} = \frac{U_{DC}}{1 - (-1)} = \frac{U_{DC}}{2} = \frac{900}{2} = 450, \quad (5.4)$$

kde U_r predstavuje riadiaci signál vstupujúci do bloku PWM modulátoru, pričom tento signál môže nadobúdať hodnotu od -1 do 1.

Časová konštanta meniča by v prípade spojitého modelu mala vyjadrenie:

$$\tau_m = \frac{T_{PWM}}{2}. \quad (5.5)$$

Popisovaný vytvorený model aktívneho usmerňovača je ale diskretný, vzorkovaný. Ako bude ukázané neskôr pri popise bloku PWM modulátoru, je potrebné pripočítať oneskorenie dané PWM modulátorom. Oneskorenie je dané tým, že A/D prevod nastáva v okamihu kladnej amplitúdy nosného trojuholníkového signálu, ale regulačný zásah PWM modulátoru prichádza v okamihu zápornej amplitúdy nosného signálu (Obr. 5.24). Toto oneskorenie je rovné polovici periódy PWM. Preto časová konštanta meniča pre diskretný model má tvar:

$$\tau_{m,au} = \frac{T_{PWM}}{2} + \frac{T_{PWM}}{2} = T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = \frac{1}{25 \cdot 10^3} = 0,04 \text{ ms}. \quad (5.6)$$

Časová konštanta τ_f vstupnej fázovej tlmivky má hodnotu:

$$\tau_f = \frac{L_f}{R_f} = \frac{1,3 \cdot 10^{-3}}{0,1} = 13 \text{ ms}. \quad (5.7)$$

Zosilnenie čidla prúdu $K_{\check{i},au}$ uvažujeme 1. Čitateľ prenosovej funkcie sústavy odpovedá zosilneniu a môžeme ho nahradiť jedným označením $K_{si,au}$. Potom

$$F_{si,au} = \frac{K_{si,au}}{(1 + p\tau_{m,au})(1 + p\tau_f)}. \quad (5.8)$$

Sústava je statická, neintegračná, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda optimálneho modulu. Prenos regulátoru má potom tvar:

$$F_{Ri,au} = F_{O,OM} \cdot \frac{1}{F_{si,au}} = \frac{1}{2\tau_\sigma p(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + p\tau_{m,au})(1 + p\tau_f)}{K_{si,au}}. \quad (5.9)$$

Časovú konštantu τ_σ zvolíme rovnú najmenšej časovej konštante, to znamená $\tau_{m,au}$. Potom prenos regulátoru prejde do tvaru, z ktorého je viditeľná P a I zložka regulátoru:

$$F_{Ri,au} = \frac{1}{2\tau_{m,au} \cdot K_{si,au} \cdot p} + \frac{\tau_f}{2\tau_{m,au} \cdot K_{si,au}}, \quad (5.10)$$

kde $K_{si,au}$ sa rovná

$$K_{si,au} = \frac{K_{m,au} \cdot K_{\check{i},au}}{R_f} = \frac{450 \cdot 1}{0,1} = 4500. \quad (5.11)$$

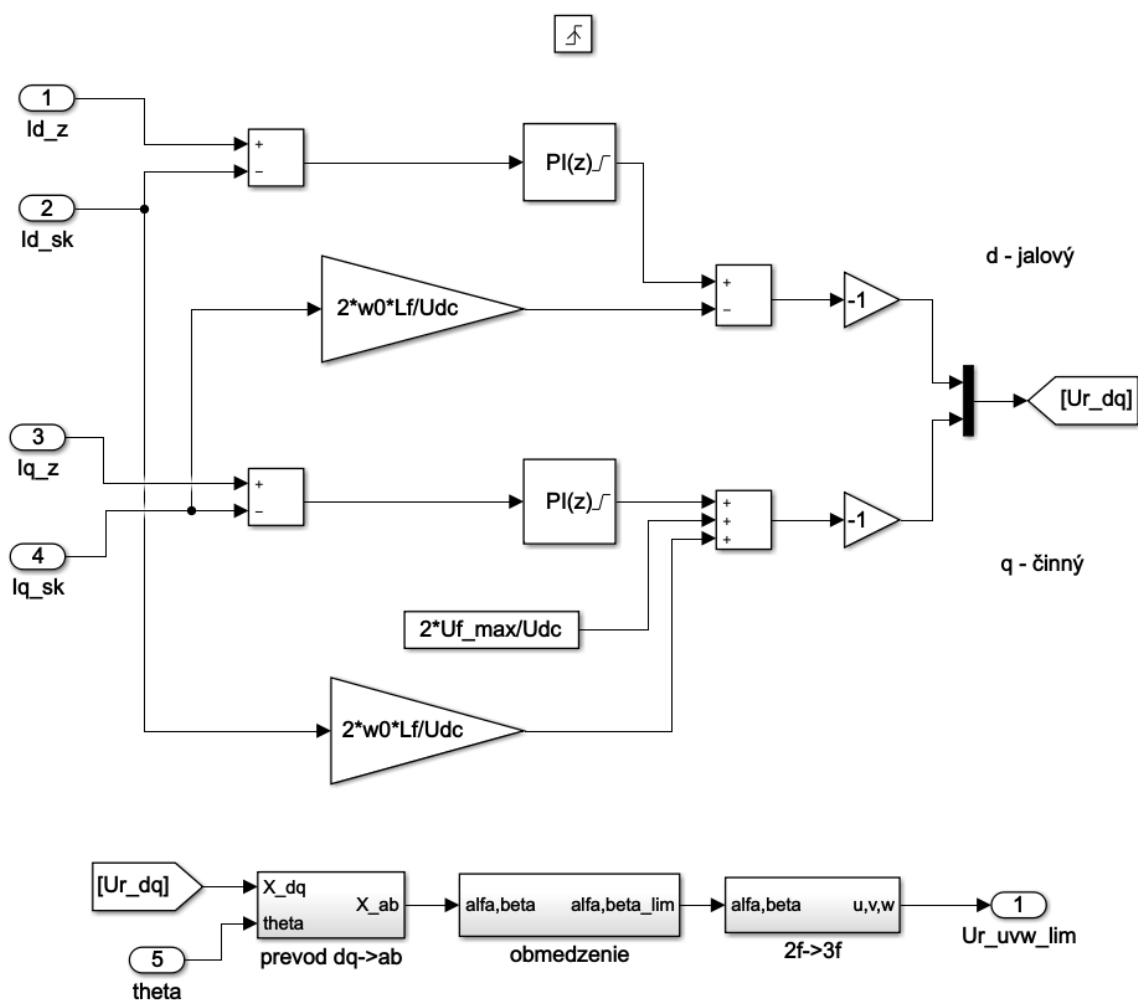
Číselné vyjadrenie prenosu regulátoru:

$$F_{Ri,au} = 2,778 \cdot \frac{1}{p} + 0,0361. \quad (5.12)$$

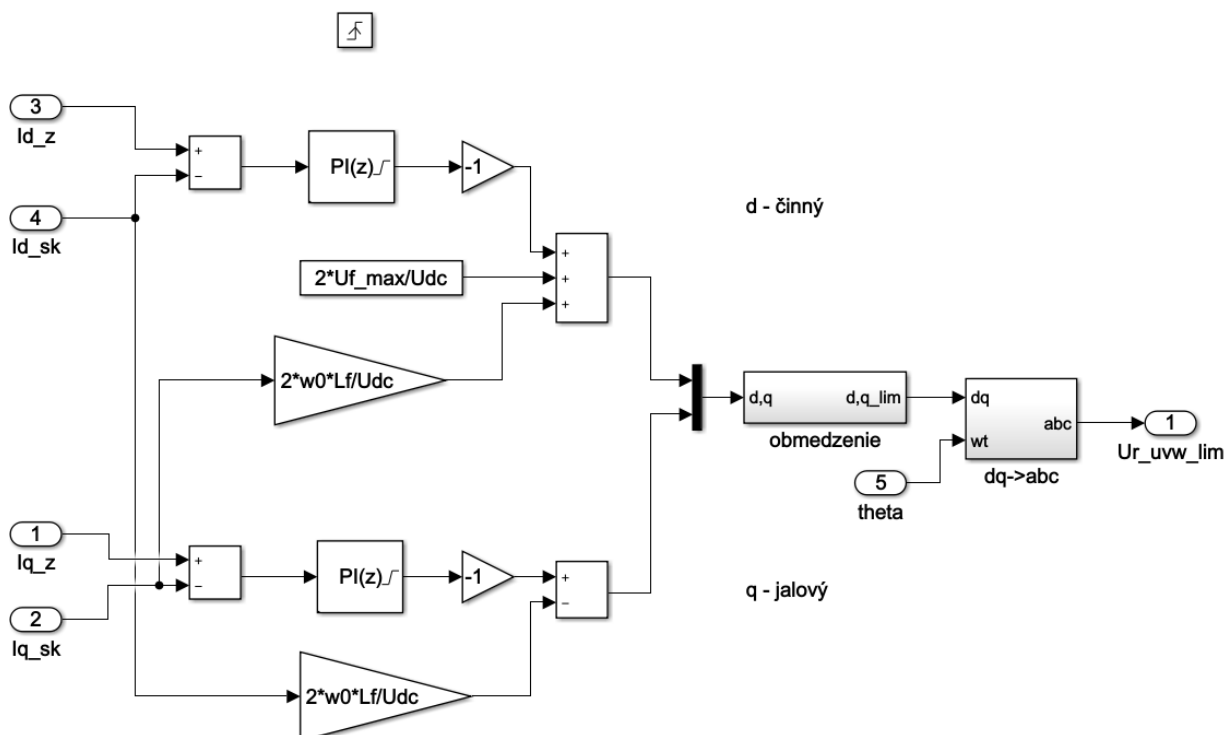
Z Obr. 5.13 a Obr. 5.14 je vidieť, že výstupom regulátoru napätia je žiadaná hodnota prúdu, ktorý ovplyvňuje činný výkon (v prvom prípade je to prúd i_q , v druhom i_d). Pri požiadavke na jednotkový účinník je žiadané, aby jalový výkon bol nulový. Potom je žiadaná hodnota prúdu, ktorý ovplyvňuje jalový výkon nulová (v prvom prípade je to prúd i_d , v druhom i_q).

Výstupom regulátorov prúdu sú riadiace signály v d a q ose. Môžu nadobúdať hodnoty od -1 do 1. Preto v nastaveniach PI regulátoru je potrebné nastaviť hodnoty limitu výstupu: *Upper saturation limit*: 1; *Lower saturation limit*: -1. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenené na: *Forward Euler*.

Zapojenie bloku regulácie prúdov pre oba druhy transformácie ukazujú nasledujúce obrázky.



Obr. 5.15 Zapojenie bloku regulácie prúdov, transformácia typu 1



Obr. 5.16 Zapojenie bloku regulácie prúdov, transformácia **typu 2**

Podrobnejší popis bude venovaný Obr. 5.15, teda zapojeniu pre transformáciu typu 1. K regulátoru prúdu i_q je pridaná lineárna predkorekcia. Ustálená hodnota riadiaceho signálu v q osi U_{rq} je:

$$U_{rq,e} = \frac{U_{f,max}}{K_{m,au}} = \frac{U_{f,max}}{\frac{U_{DC}}{2}} = \frac{2 \cdot U_{f,max}}{U_{DC}} = \frac{2 \cdot 230 \cdot \sqrt{2}}{900} = 0,723. \quad (5.13)$$

Preto je k výstupu PI regulátoru pripočítaná táto hodnota. Lineárna predkorekcia znižuje prúdový impulz pri nabíjaní kondenzátoru na začiatku regulácie. K výstupu regulátoru je ešte pripočítaný člen, ktorý odstraňuje skrížené väzby:

$$\frac{\omega_0 L_f i_d}{K_{m,au}} = \frac{2\pi f \cdot L_f i_d}{K_{m,au}}, \quad (5.14)$$

kde f je frekvencia siete 50 Hz. Rovnaký člen, kde namiesto prúdu i_d je prúd i_q je odčítaný od výstupu regulátoru prúdu i_d .

Pri použití predkorekcie by signály U_{rd} , príp. U_{rq} mohli nadobudnúť hodnotu väčšiu ako 1. Preto je vhodné ich obmedziť. Na to slúži blok s názvom *obmedzenie*, ktorý zasaturuje signály U_{rd} a U_{rq} ako komplexné čísla nasledovným spôsobom:



Obr. 5.17 Blok obmedzenia riadiacich signálov U_{rdq}

Nastavenie bloku *Saturation*: *Upper limit*: 1; *Lower limit*: 0. **Pozn.:** Blok obmedzenia na Obr. 5.16 obsahuje rovnaké zapojenie.

Zapojenie na Obr. 5.15 obsahuje ešte bloky transformácií z dq do $\alpha\beta$ a z $\alpha\beta$ do trojfázovej sústavy U, V, W . Tieto bloky sú vytvorené na základe rovníc (2.6) a (2.4).

5.5.2 Návrh regulátoru napätia

Prenosová funkcia regulovanej sústavy napätia má tvar:

$$F_{su,au} = \frac{1}{1 + 2p\tau_{m,au}} \cdot \frac{1}{K_{\check{i},au}} \cdot \frac{1}{pC_{DC}} \cdot K_{\check{u},au} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{U_{f,max}}{K_{m,au}} \right), \quad (5.15)$$

kde člen $\frac{1}{1 + 2p\tau_{m,au}} = F_{wi,au}$ je prenos uzavretej prúdovej slučky podľa optimálneho modulu.

V prenosovej funkcii $F_{su,au}$ nahradíme zosilnenie jedným označením $K_{su,au}$:

$$K_{su,au} = \frac{1}{K_{\check{i},au}} \cdot \frac{K_{\check{u},au}}{C_{DC}} \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{U_{f,max}}{K_{m,au}} \right). \quad (5.16)$$

Potom prejde prenosová funkcia $F_{su,au}$ do tvaru:

$$F_{su,au} = \frac{K_{su,au}}{(1 + 2p\tau_{m,au})p}. \quad (5.17)$$

Prenos sústavy podľa rovnice (5.17) by platil presne pre spojitý model. Pri použití v diskretnom modeli by bol prúd i_q zvlnený (i_q v prípade transformácie typu 1, i_d v prípade transformácie typu 2). Zvlnenie prúdu sa podarí odstrániť, ak sa do prenosovej funkcie sústavy podľa rovnice (5.17) pridá časová konštanta zohľadňujúca vzorkovanie čidla napätia:

$$\frac{1}{1 + pT_{\check{u},au}} = \frac{1}{1 + p \left(5 \cdot \frac{T_{PWM}}{2} \right)}. \quad (5.18)$$

Hodnota $T_{\check{u},au} = 5 \cdot \frac{T_{PWM}}{2}$ platí pre frekvenciu PWM 25 kHz. Pre frekvenciu 10 kHz by to bola hodnota $2 \cdot \frac{T_{PWM}}{2}$. Potom má prenosová funkcia sústavy diskretného modelu $F_{su,au}$ tvar:

$$F_{su,au} = \frac{K_{su,au}}{(1 + 2p\tau_{m,au})(1 + pT_{\check{u},au})p}. \quad (5.19)$$

Sústava je astatická, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda symetrického optima (SO). Prenos regulátoru napätia medziobvodu má potom tvar:

$$F_{Ru,au} = F_{O,SO} \cdot \frac{1}{F_{su,au}} = \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{8p^2\tau_{\sigma}^2(1 + p\tau_{\sigma})} \cdot \frac{(1 + 2p\tau_{m,au})(1 + pT_{\check{u},au})p}{K_{su,au}}. \quad (5.20)$$

Časovú konštantu τ_{σ} zvolíme ako súčtovú:

$$\tau_{\sigma} = \tau_{\Sigma} = 2\tau_{m,au} + T_{\check{u},au}. \quad (5.21)$$

Potom prejde prenos regulátoru do tvaru:

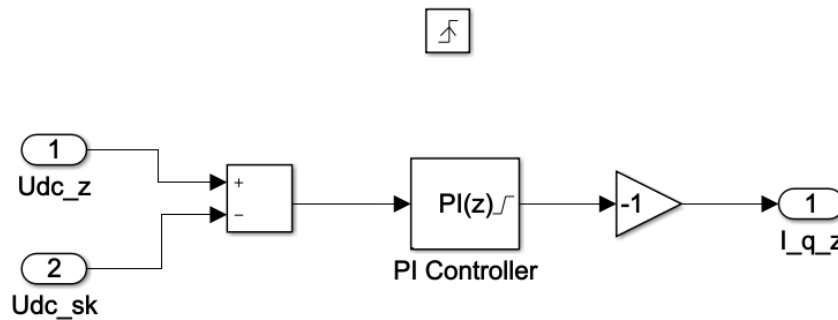
$$F_{Ru,au} = \frac{1 + 4p\tau_{\Sigma}}{8p\tau_{\Sigma}^2 \cdot K_{su,au}} = \frac{1}{8\tau_{\Sigma}^2 \cdot K_{su,au} \cdot p} + \frac{1}{2\tau_{\Sigma} \cdot K_{su,au}}. \quad (5.22)$$

Z rovnice (5.22) je vidieť, že regulátor je typu PI. Číselné vyjadrenie pre frekvenciu PWM 25 kHz je nasledovné:

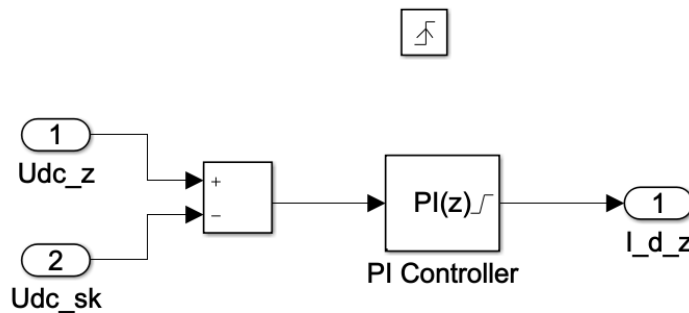
$$F_{Ru,au} = 10461 \cdot \frac{1}{p} + 7,532. \quad (5.23)$$

Výstupom regulátoru napätia je žiadaný prúd ovplyvňujúci činný výkon (i_q v prípade transformácie typu 1, i_d v prípade transformácie typu 2). Je vhodné veľkosť tohto prúdu obmedziť. Preto hodnoty limitu výstupu v bloku PI regulátoru sú nasledovné: *Upper saturation limit*: 30; *Lower saturation limit*: -30. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenené na: *Forward Euler*. Hodnoty prúdov ± 30 A súvisia s výkonom meniča, ktorý je 12 kW (rovnica (2.13)).

Zapojenie bloku regulácie napätia medziobvodu pre oba druhy transformácie zobrazujú nasledujúce obrázky.

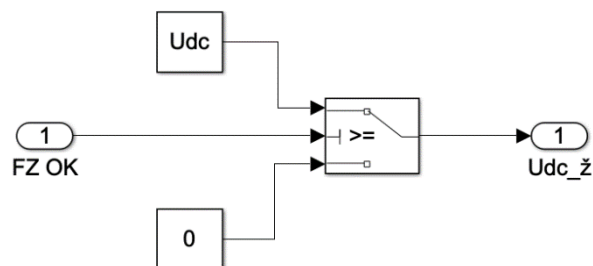


Obr. 5.18 Blok regulácie napätia medziobvodu, transformácia **typu 1**

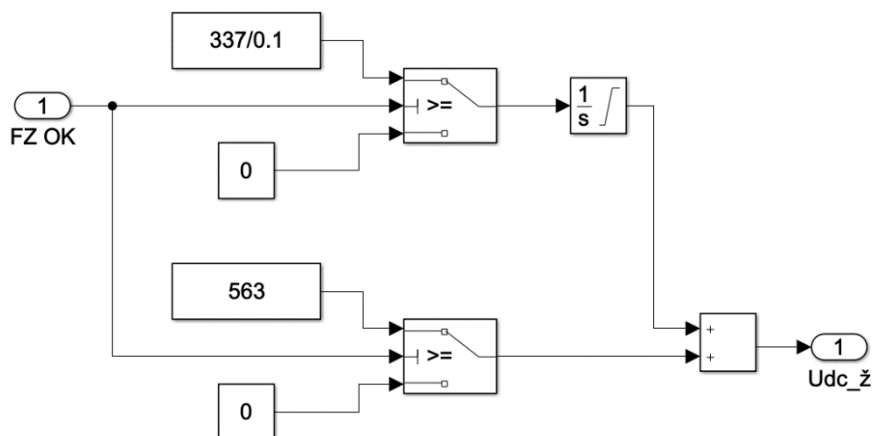


Obr. 5.19 Blok regulácie napätia medziobvodu, transformácia **typu 2**

Žiadaná hodnota napätia medziobvodu môže mať tvar skoku alebo rampy. V prípade rampy vzniká menší prúdový impulz pri nabíjaní kondenzátoru na začiatku regulácie. Zapojenie pre vytvorenie oboch priebehov zobrazujú nasledujúce obrázky.



Obr. 5.20 Zapojenie pre skokový priebeh $U_{DC,ž}$

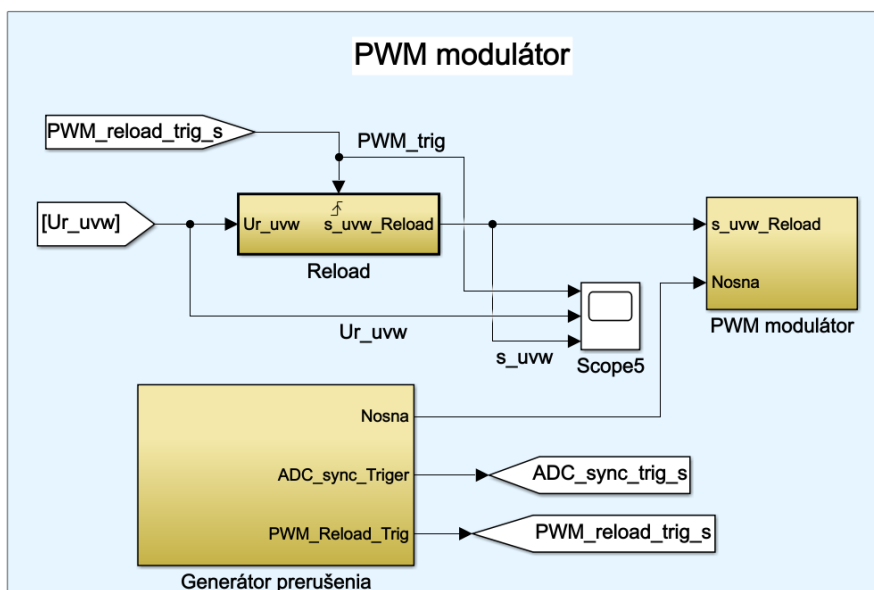


Obr. 5.21 Zapojenie pre priebeh $U_{DC,ž}$ po rampe

Integrátor na Obr. 5.21 má horný saturačný limit nastavený na 337, spodný na 0. Konštanta 563 predstavuje napätie 563 V, čo je hodnota U_{DC} po premostení rozbehových odporov. Rampa má strmosť 337 V/ 0,1 s. Začína z 563 V a ustáli sa na 900 V.

5.6 Blok PWM modulátoru

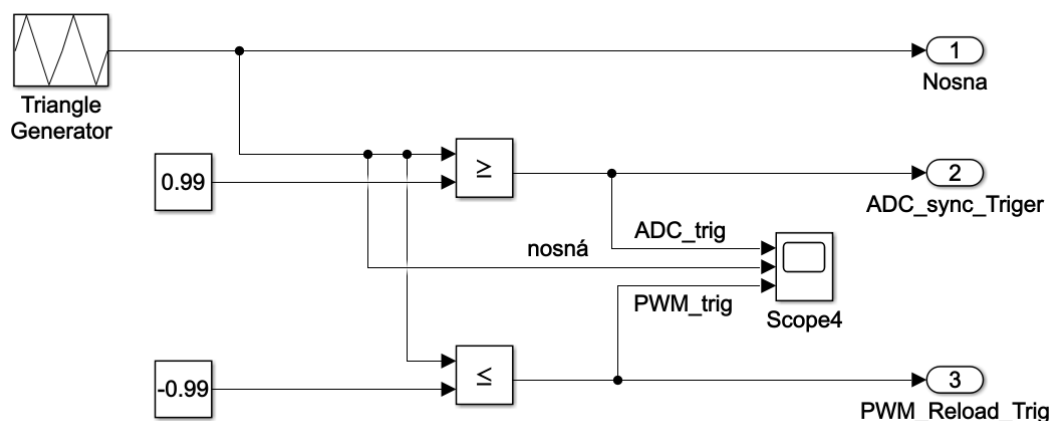
Blok PWM modulátoru spracováva riadiaci signál z regulátorov prúdu. Schéma tohto bloku je na nasledujúcom obrázku.



Obr. 5.22 Blok PWM modulátoru

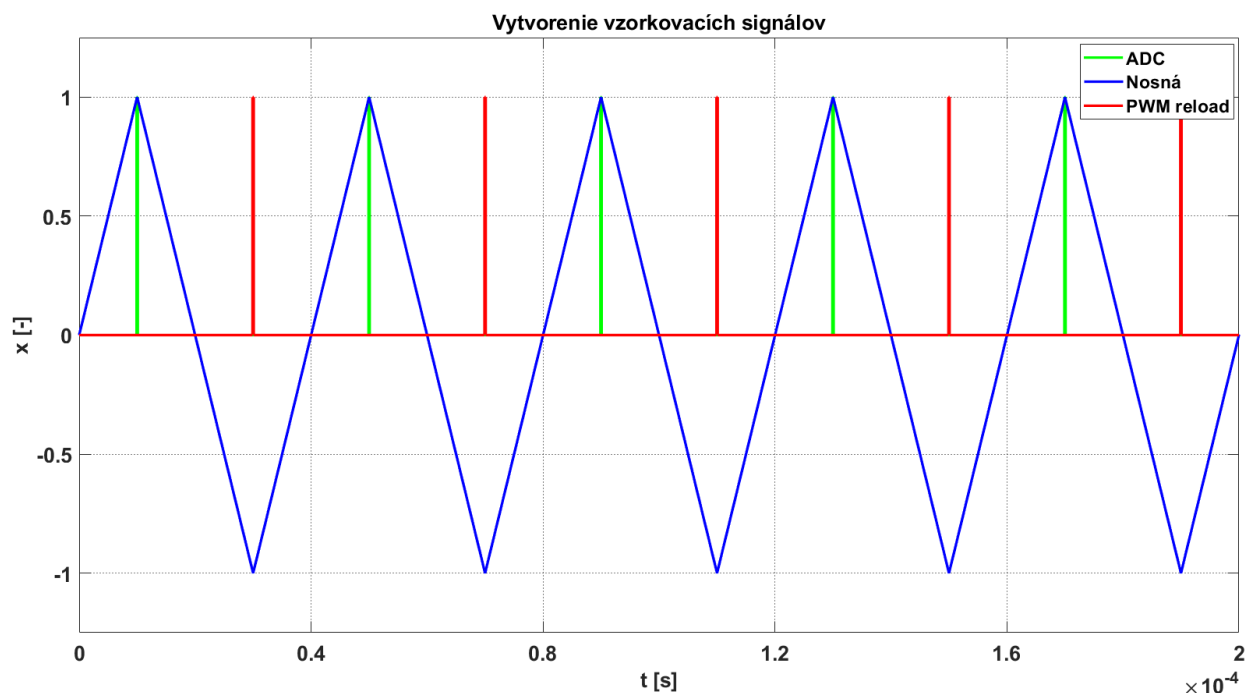
Riadiaci signál z regulátorov prúdu je označený ako Ur_{uvw} a obsahuje v sebe tri riadiace signály, ktoré sa najskôr vzorkujú v čase nástupných hrán signálu $PWM_reload_trig_s$ a následne sú porovnávané s nosným trojuholníkovým signálom pre vytvorenie PWM, ktorá riadi spínanie tranzistorov v silovej časti aktívneho usmerňovača.

Subblok s názvom *Generátor prerušenia* slúži na vytvorenie nosného signálu a z neho odvodených vzorkovacích signálov $ADC_sync_trig_s$ a $PWM_reload_trig_s$. Signál $ADC_sync_trig_s$ ovláda bloky fázového závesu, regulátorov napätia a prúdu a blok A/D prevodu. Zapojenie subbloku je zobrazené na nasledujúcom obrázku.



Obr. 5.23 Zapojenie bloku *Generátor prerušenia*

Priebehy v ňom vytvorené sú ukázané v nasledujúcom obrázku (Scope 4). Signály $ADC_sync_trig_s$ a $PWM_reload_trig_s$ majú tvar úzkych pravouhlých pulzov.

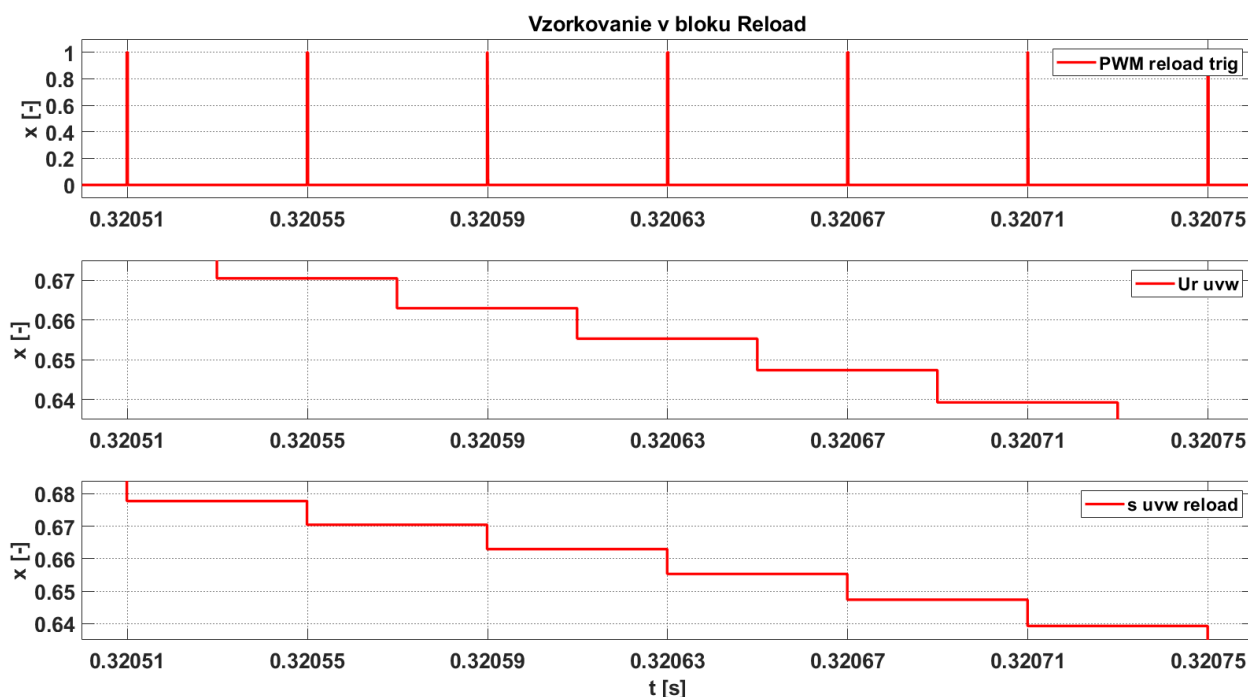


Obr. 5.24 Priebehy vzorkovacích signálov z *Generátoru prerušenia*

Subblok *Reload* vzorkuje signál Ur_{uvw} z regulátorov prúdu v čase nástupných hrán signálu $PWM_reload_trig_s$, ako to zobrazujú nasledujúce obrázky (Obr. 5.25 – zapojenie, Obr. 5.26 - približené zobrazenie Scopu 5 na Obr. 5.22).



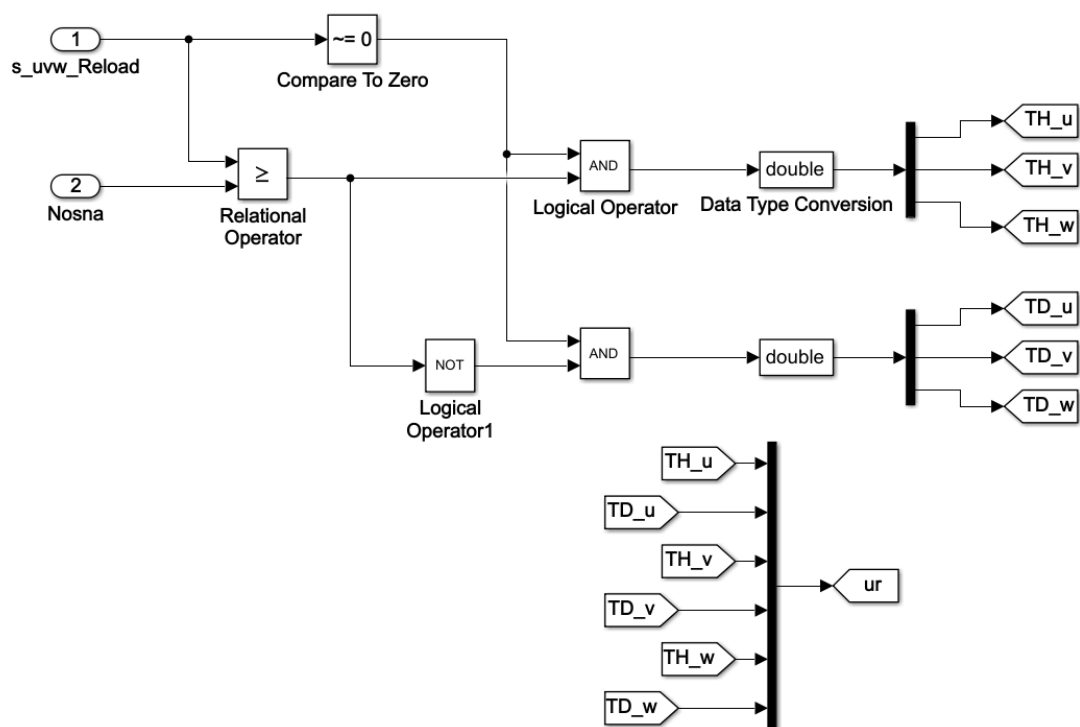
Obr. 5.25 Zapojenie subbloku *Reload*



Obr. 5.26 Znáznornenie vzorkovania blokom *Reload*

Obr. 5.27 znázorňuje zapojenie samotného subbloku PWM modulátoru. Funkcia *Compare to zero* je použitá preto, aby sa riadenie spínania tranzistorov začalo až so začatím regulácie. To znamená, že tranzistory sú vypnuté počas nabíjania kondenzátoru medziobvodu cez rozbehové odpory a až do času nafázovania fázového závesu. Porovnanie riadiacich signálov s trojuholníkovým nosným signálom vytvára PWM pre riadenie horných tranzistorov vetiev v silovej časti aktívneho usmerňovača. Blok s funkciou *NOT* neguje vytvorené PWM signály pre horné tranzistory vetiev a slúži teda na vytvorenie PWM signálov pre dolné tranzistory vetiev. Tento typ riadenia sa nazýva unipolárne riadenie a je bližšie vysvetlené v kapitole 6.8.

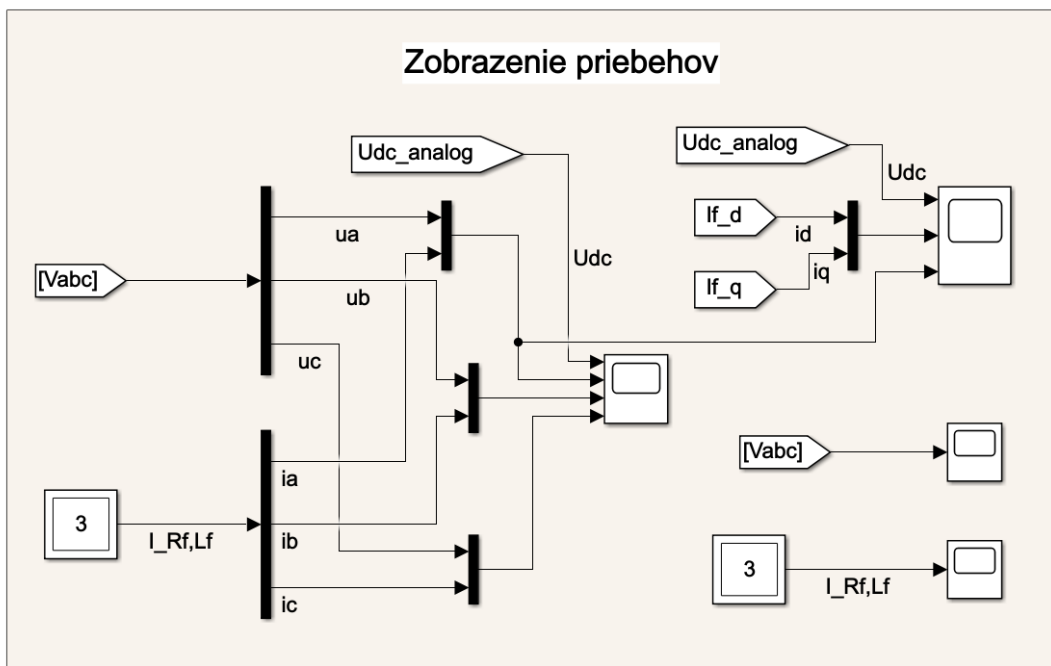
Všetky PWM signály sú potom združené do jedného s názvom ur , ktorý je privedený k bloku *Universal Bridge IGBT/Diodes* (silová časť aktívneho usmerňovača v modeli).



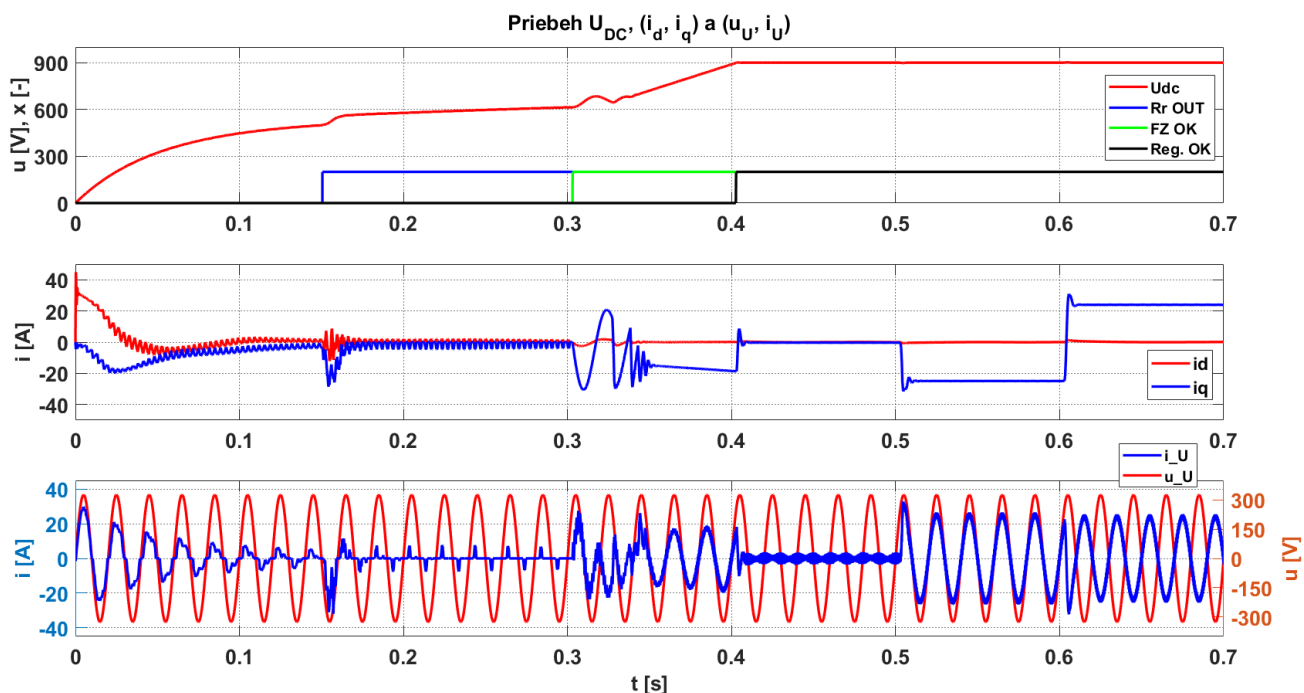
Obr. 5.27 Zapojenie subbloku PWM modulátoru

5.7 Zobrazenie priebehov

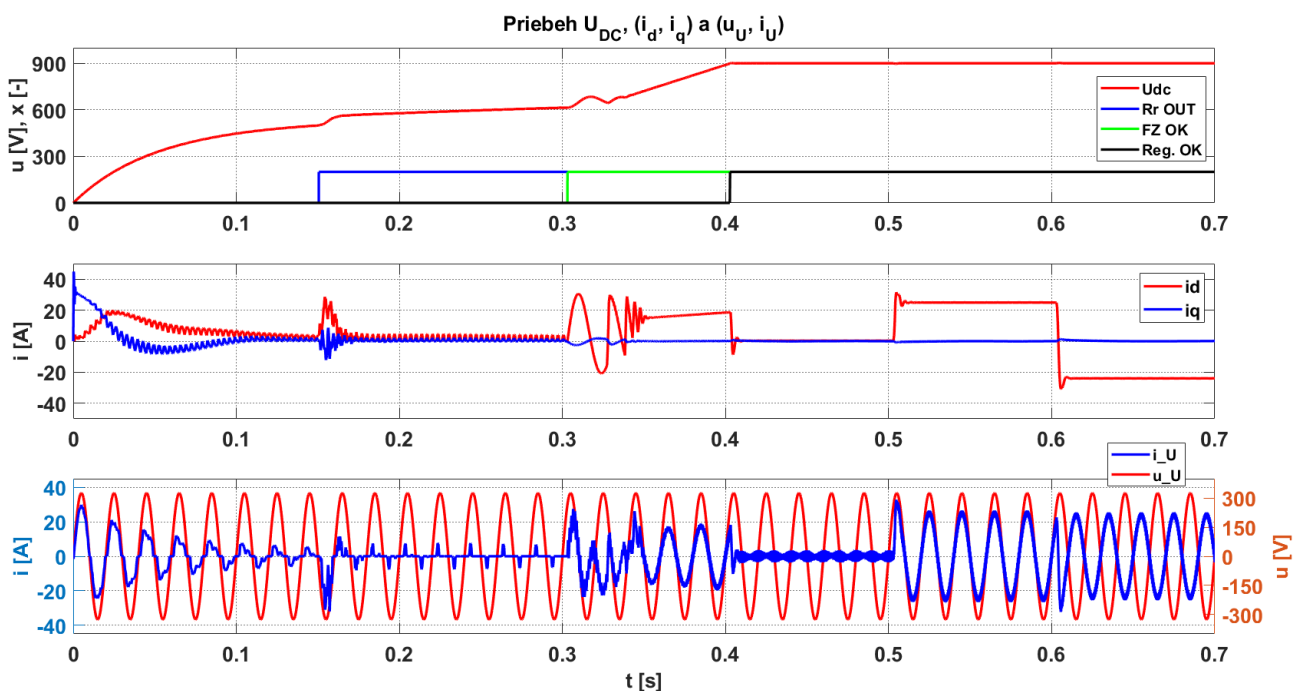
V tejto podkapitole budú zobrazené priebehy dôležitých veličín. Pokiaľ nebude uvedené inak, platia priebehy pre transformáciu **typu 1** (sústava dq je zarovnaná s osou U , i_d ovplyvňuje jalový výkon do/zo siete, i_q ovplyvňuje činný výkon do/zo siete). Zapojenie pre zobrazenie veličín znázorňuje nasledujúci obrázok.



Obr. 5.28 Zapojenie pre zobrazenie priebehov



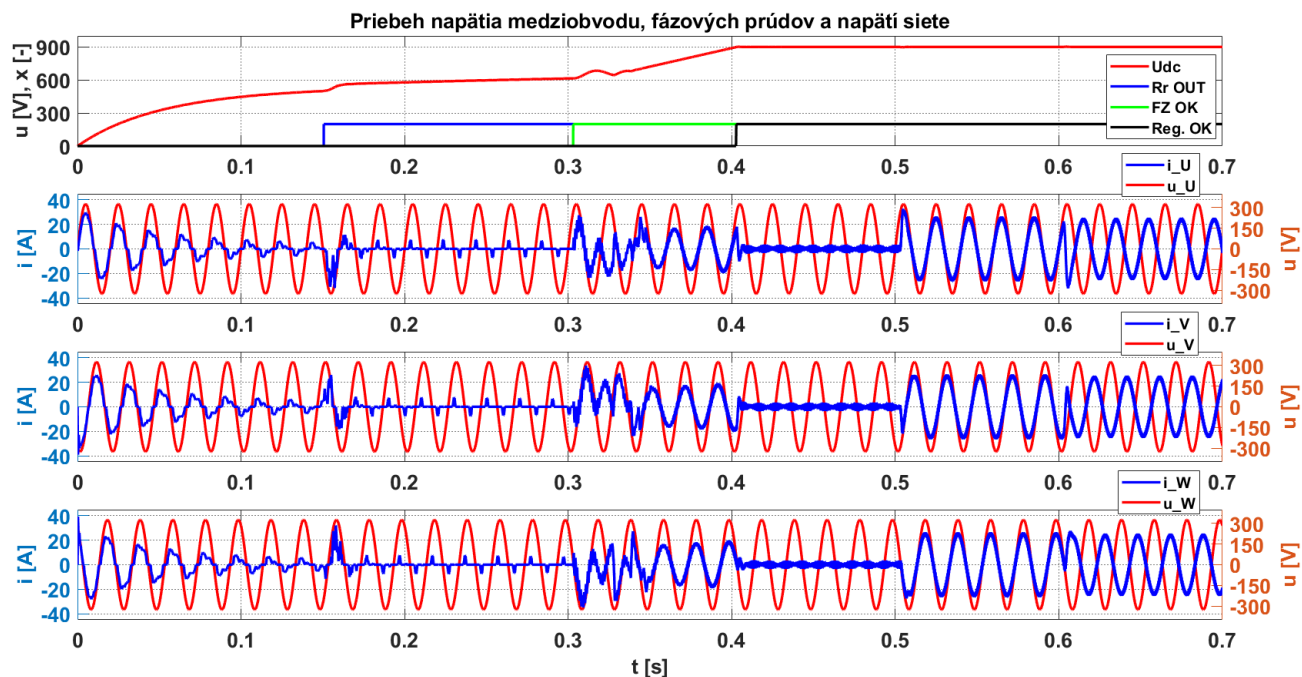
Obr. 5.29 Priebeh U_{DC} , (i_d, i_q) a (u_U, i_U)



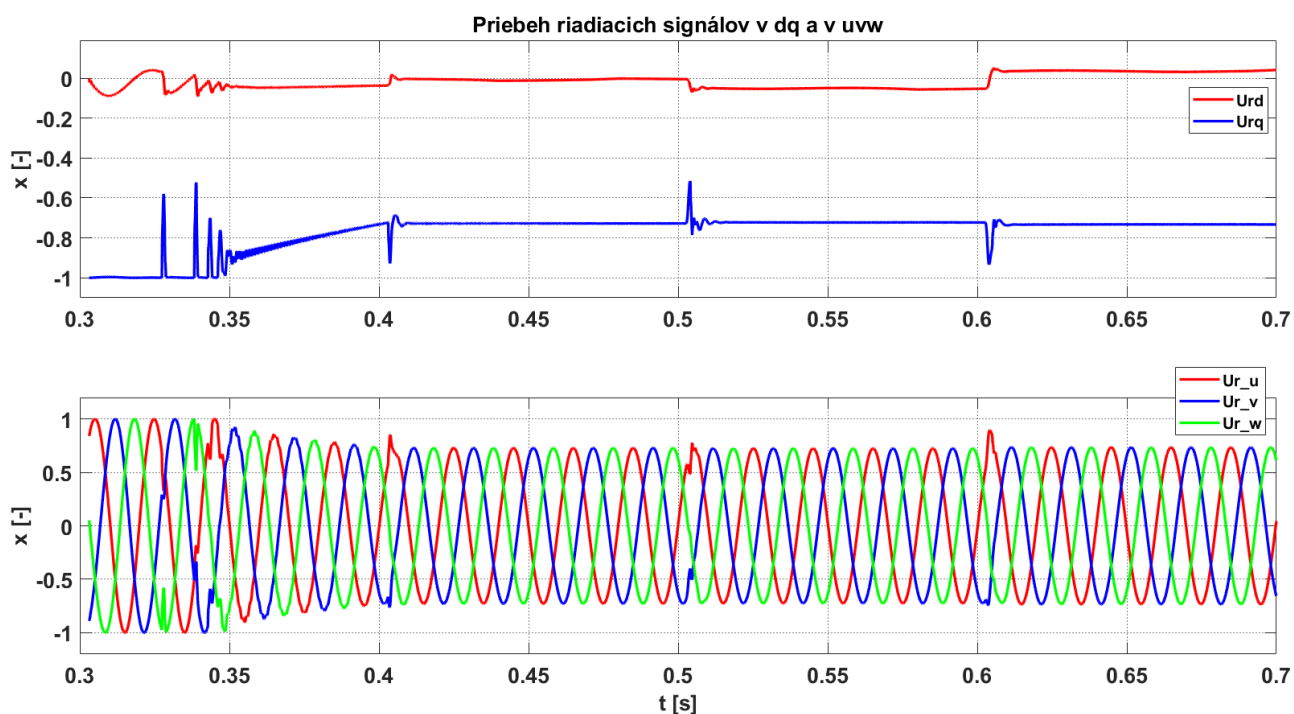
Obr. 5.30 Priebeh U_{DC} , (i_d, i_q) a (u_U, i_U) pre transformáciu **typu 2**

Pozn.: riadiace signály $Rr OUT$, $FZ OK$ a $Reg. OK$ sú bezrozmerné a majú amplitúdu 1. Na Obr. 5.29, Obr. 5.30 a Obr. 5.31 je však pre účel zobrazenia ich amplitúda zväčšená. Signál $Rr OUT$ vyjadruje premostenie rozbehových odporov a na Obr. 5.1 a Obr. 5.4 bol označený ako g . Prúd i_U je prúd cez vstupnú fázovú tlmivku L_f .

Z Obr. 5.29 a Obr. 5.30 je vidieť, že typ transformácie dq nemá vplyv na priebeh napätia medziobvodu ani na priebeh fázových prúdov.



Obr. 5.31 Pribeh napätia medziobvodu, fázových prúdov cez vstupnú fázovú tlmivku L_f a napätí siete



Obr. 5.32 Pribeh riadiacich signálov $U_{r,dq}$ a $U_{r,uvw}$

Z Obr. 5.31 je vidieť, že v čase približne od 0,5 s do 0,6 s nastáva odber výkonu zo siete a v čase od 0,6 s do 0,7 s sa do siete dodáva výkon podľa priebehu prúdu z medziobvodu (Obr. 5.3). Dodávaný aj odoberaný výkon je 12 kW. Fázové prúdy sú vo fáze s napätiami, resp. pri dodávaní výkonu do siete v protifáze. Účinník teda nadobúda hodnotu ± 1 .

6 MODEL STRIEDAČA V SIMULINKU

V tejto kapitole bude popísaný model trojfázového striedača s vyvedeným stredom (nulový vodič) vytvorený v programe Matlab/Simulink. Trojfázový striedač je pripojený za aktívny usmerňovač. Nastavenie Solveru ostáva rovnaké ako v modeli aktívneho usmerňovača popísaného v kapitole 5.

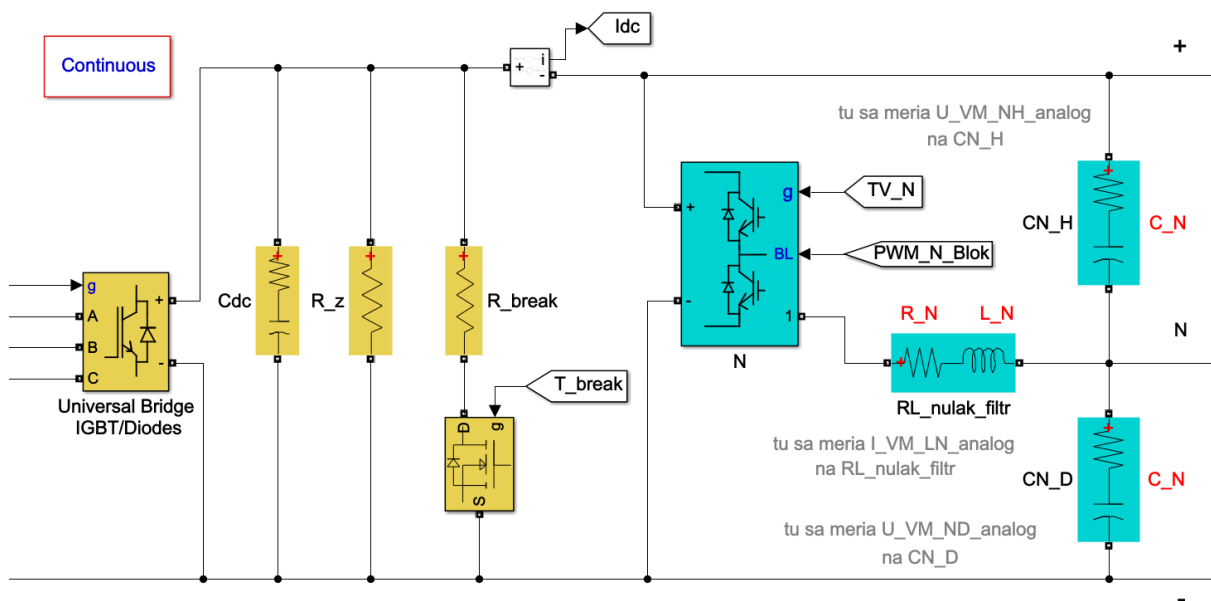
Požiadavkou je, aby trojfázový striedač umožňoval nezávislé nastavovanie amplitúdy fázového napätia každej fázy zvlášť v rozmedzí od 0 do 424 V ($U_{f,ef} = 0$ až 300 V), nezávislé nastavovanie frekvencie fázového napätia každej fázy zvlášť v rozmedzí od 45 do 55 Hz, nastavenie fázového posunu napätia každej fázy zvlášť a aby umožňoval tiež nastavenie posunu fázového napätia voči vodorovnej osi pre každú fázu osobitne. Menič má byť schopný trvale prenášať výkon 12 kW (4 kW na fázu) oboma smermi, to znamená dodávať aj odoberať z aktívnej záťaže, a krátkodobo musí byť schopný prenášať výkon 75 kW (25 kW na fázu). Odoberanie výkonu 75 kW z aktívnej záťaže je povolené, pričom tento výkon sa bude mariť na brzdom odpore v medziobvode. Dodávanie 75 kW do záťaže nebude umožnené, pretože by bolo potrebné na tento výkon dimenzovať aj tranzistory aktívneho usmerňovača v reálnej aplikácii.

Celá sústava aktívny usmerňovač + striedač musí pracovať tak, aby vstupné fázové prúdy odoberané zo siete mali harmonický tvar vo fáze s napätím siete. Táto požiadavka je zabezpečená aktívnym usmerňovačom.

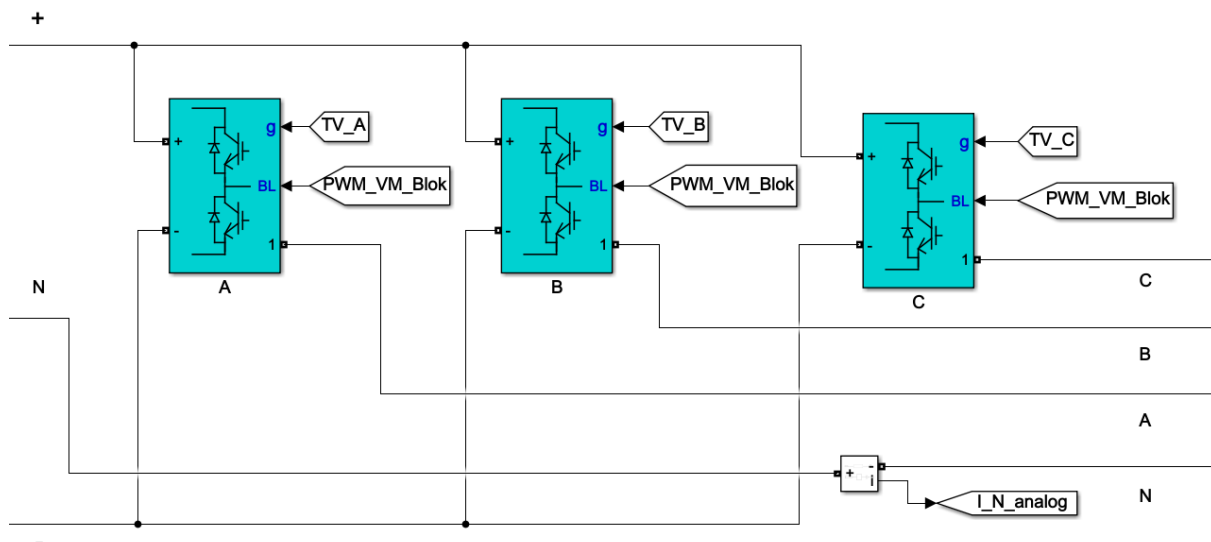
Popis modelu bude rozdelený do jednotlivých podkapitol, po častiach.

6.1 Topológia

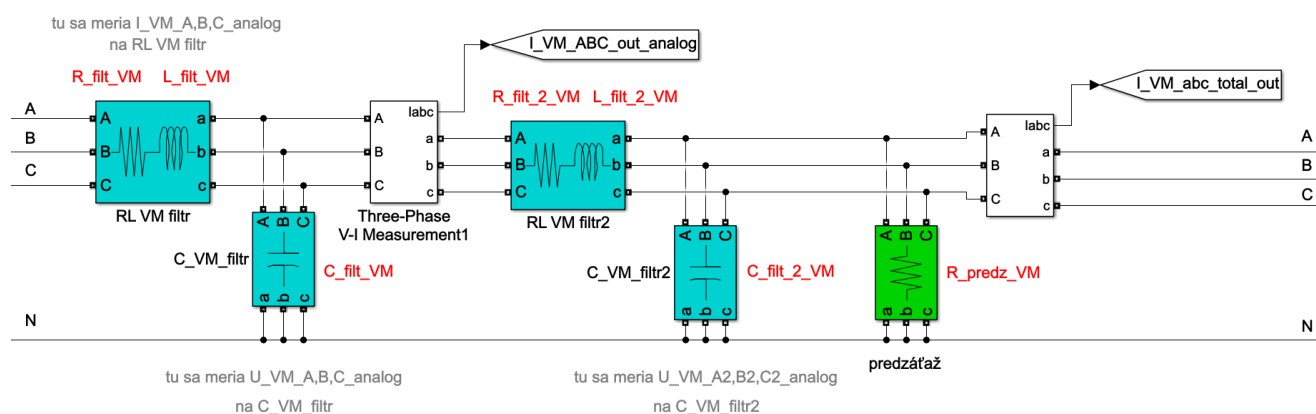
Znázornenie topológie v Simulinku bude zobrazené na nasledujúcich 4 obrázkoch.



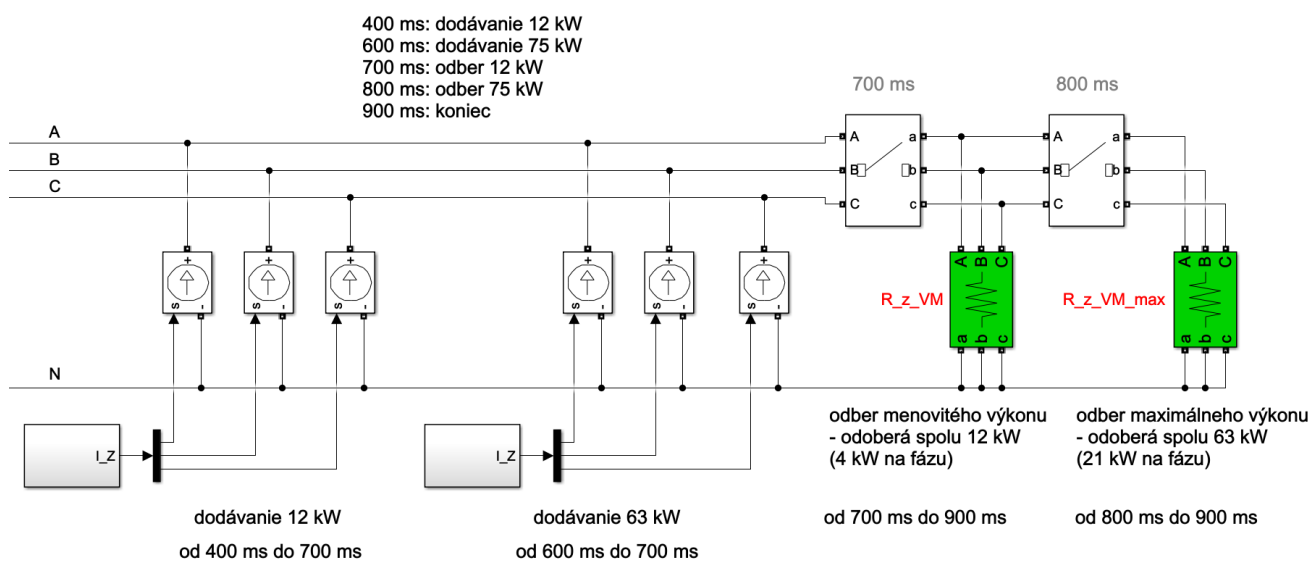
Obr. 6.1 Zobrazenie zapojenia aktívneho usmerňovača a vetvy nulového vodiča



Obr. 6.2 Zobrazenie zapojenia tranzistorových vetiev pre tri fázy A, B, C



Obr. 6.3 Zobrazenie zapojenia výstupných LC filtrov



Obr. 6.4 Zobrazenie zapojenia blokov pre dodávanie a odber prúdu

Parametre striedača vrátane obvodových prvkov (napísané červeným písmom v obrázkoch Topológie) (index VM znamená výstupný menič, teda striedač):

$U_{DC} = 900 \text{ V}$,	- napätie medziobvodu,
$f_{PWM,VM} = 20 \text{ kHz}$,	- frekvencia pulzne-šírkovej modulácie,
$R_{break} = 10 \text{ } \Omega$,	- brzdný odpor,
$R_N = 0,01 \text{ } \Omega$,	- odpor tlmivky filtra pre vetvu N,
$L_N = 112,5 \text{ } \mu\text{H}$,	- indukčnosť tlmivky filtra pre vetvu N,
$C_N = 100 \text{ } \mu\text{F}$,	- kapacita kondenzátoru filtra pre vetvu N,
$R_{filt,VM} = 0,01 \text{ } \Omega$,	- odpor tlmivky 1. LC filtra,
$L_{filt,VM} = 112,5 \text{ } \mu\text{H}$,	- indukčnosť tlmivky 1. LC filtra,
$C_{filt,VM} = 60 \text{ } \mu\text{F}$,	- kapacita kondenzátoru 1. LC filtra,
$R_{filt2,VM} = 0,01 \text{ } \Omega$,	- odpor tlmivky 2. LC filtra,
$L_{filt2,VM} = 50 \text{ } \mu\text{H}$,	- indukčnosť tlmivky 2. LC filtra,
$C_{filt2,VM} = 25 \text{ } \mu\text{F}$,	- kapacita kondenzátoru 2. LC filtra,
$R_{predz,VM} = 5 \text{ k}\Omega$,	- odpor predzáťaže,
$R_{z,VM} = 13,23 \text{ } \Omega$,	- odpor záťažného rezistoru jednej fázy taký, aby pri $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$ bol výkon na fáze 4 kW,
$R_{z,VM,max} = 2,52 \text{ } \Omega$,	- odpor záťažného rezistoru pripojeného paralelne k odporu $R_{z,VM}$ pre jednu fázu taký, aby pri $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$ bol výkon na fáze 25 kW.

Vo vytvorenom modeli sú uvažované ideálne spínacie prvky, tak ako to bolo aj v modeli aktívneho usmerňovača. Odpor predzáťaže $R_{predz,VM}$ opäť modeluje odber prúdu na napájanie pomocných obvodov meniča.

Odber výkonu z výstupu striedača je nastavený nasledovne:

400 ms až 600 ms: dodávanie 12 kW z aktívnej záťaže,

600 ms až 700 ms: dodávanie 75 kW z aktívnej záťaže,

700 ms až 800 ms: odber 12 kW do záťaže,

800 ms až 900 ms: odber 75 kW do záťaže.

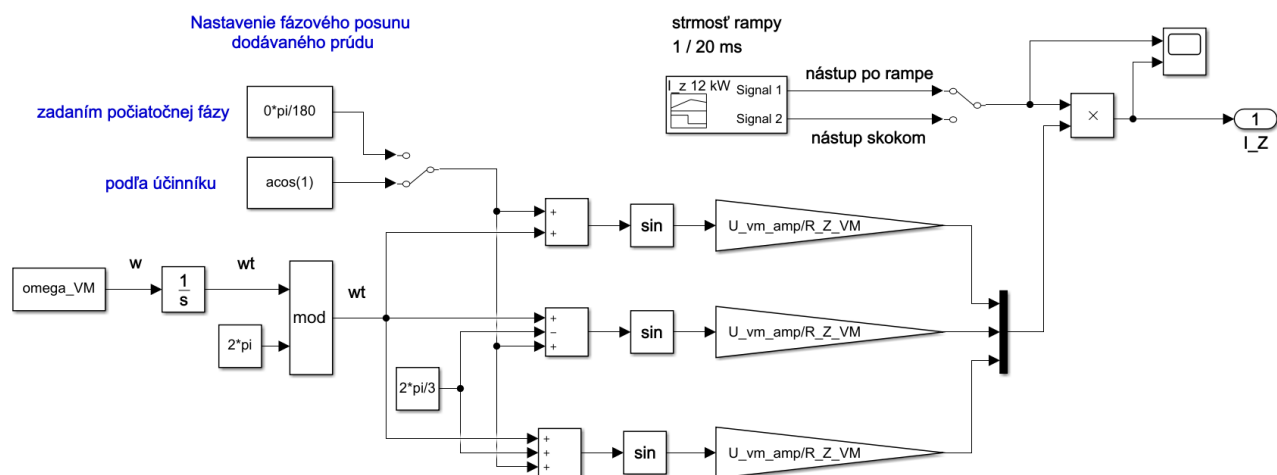
Keďže odber 75 kW nie je povolený, je odberu tohto výkonu zamedzené znížením výstupného napätia striedača na nulu. Blokovanie odberu výkonu 75 kW bude bližšie vysvetlené v ďalšej podkapitole 6.2.

Pozn.: dodávanie výkonu 75 kW z aktívnej záťaže nastane v reálnej aplikácii pri znížení výstupného napätia striedača k nule, čo simuluje skrat na výstupe striedača vzhľadom k pripojenej aktívnej záťaži. Tento výkon sa môže reálne dodávať najviac 10 ms.

V čase od **501 ms** do **551 ms** je amplitúda výstupných fázových napätí znížená z pôvodných 100 % na 10 %. Amplitúda klesá zo 100 % na 10 % za 1 ms (v čase od 500 ms do 501 ms) a rastie späť na svoju pôvodnú 100 % hodnotu po rampe v čase od 551 ms do 574 ms. Je zrejmé, že v čase od 500 ms do 574 ms nebude odoberaný výkon 12 kW kvôli zníženému napätiu.

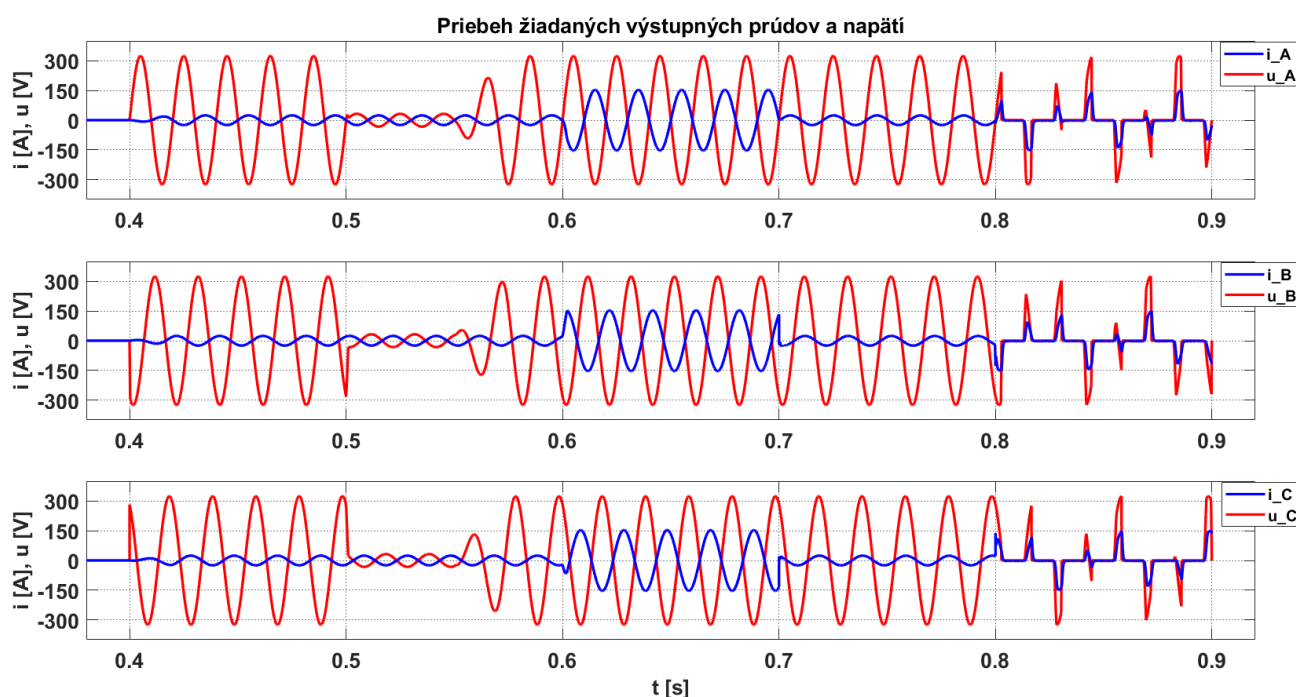
Blok dodávania výkonu 12 kW (\Rightarrow dodávania prúdu) je zobrazený na Obr. 6.5. Frekvencia dodávaného prúdu môže byť konštantná alebo premenlivá. Na Obr. 6.5 je konštantná, 50 Hz. Blok *mod* označuje funkciu *modulo* a spôsobí, že fáza ωt bude v intervale

$(0, 2\pi)$. Tiež je možné nastaviť fázový posun dodávaných prúdov a tým nastaviť veľkosť jalového výkonu. V ďalšom popise bude fázový posun dodávaných prúdov voči fázovým napätiam striedača uvažovaný nulový. Blok *Gain* s hodnotou $\frac{U_{VM,amp}}{R_{Z,VM}}$ určuje amplitúdu dodávaného prúdu. Pre jednu fázu má amplitúda prúdu hodnotu 24,6 A. Táto hodnota odpovedá dodávanému výkonu 4 kW (na fázu) pri výstupnom napätí s efektívnou hodnotou 230 V. Signál o veľkosti dodávaného prúdu sa násobí s rampou, ktorá začína v čase 400 ms z nuly a dosiahne svoju maximálnu hodnotu 1 v čase 420 ms. Znamená to, že prúd sa začne dodávať v čase 400 ms a narastie na svoju menovitú hodnotu po rampe za čas 20 ms.



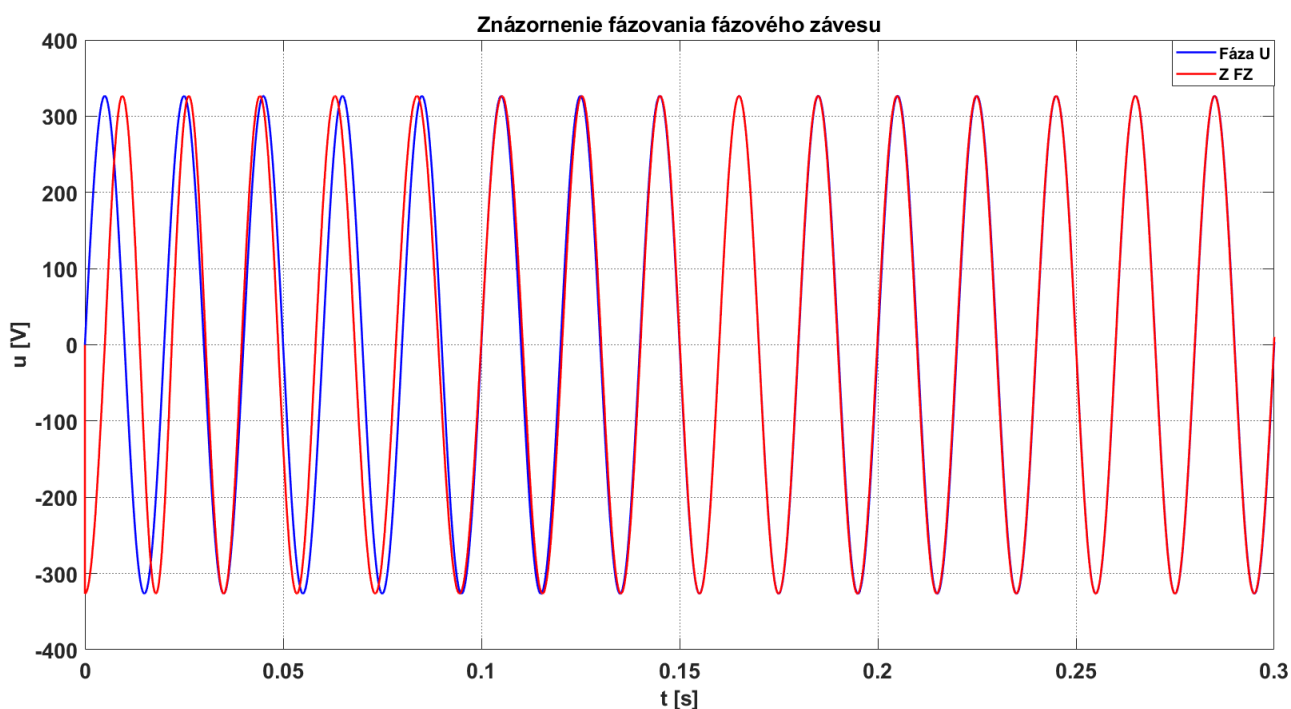
Obr. 6.5 Blok pre dodávanie prúdu do striedača

Zobrazenie priebehu prúdov z výstupu striedača (dodávaných aj odoberaných) spolu s fázovými napätiami sa nachádza na nasledujúcom obrázku.



Obr. 6.6 Zobrazenie žiadaných výstupných prúdov a napätí striedača

Pozn.: prúd sa začína dodávať v čase 400 ms, pretože to je okamih, kedy už napätie medziobvodu dosiahlo svoju menovitú hodnotu 900 V. V kapitole 5.2.2 je vysvetlené, že regulácia napätia medziobvodu nastane až po nafázovaní fázového závesu na sieť, čo vyjadroval signál FZ OK odvodený od regulačnej odchýlky fázového závesu. Regulácia U_{DC} trvá 0,1 s. Preto je vhodné začať s reguláciou v čase 0,3 s. Fázový záves v tomto čase už môžeme považovať za nafázaný, o čom svedčí aj nasledujúci obrázok. Preto signál FZ OK už nebude riadený regulačnou odchýlkou, ale bude pevne nastavený na čas 0,3 s.

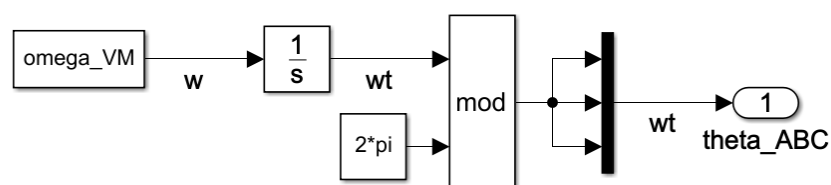


Obr. 6.7 Priebeh napätia fázy U siete a napätia odvodeného z FZ

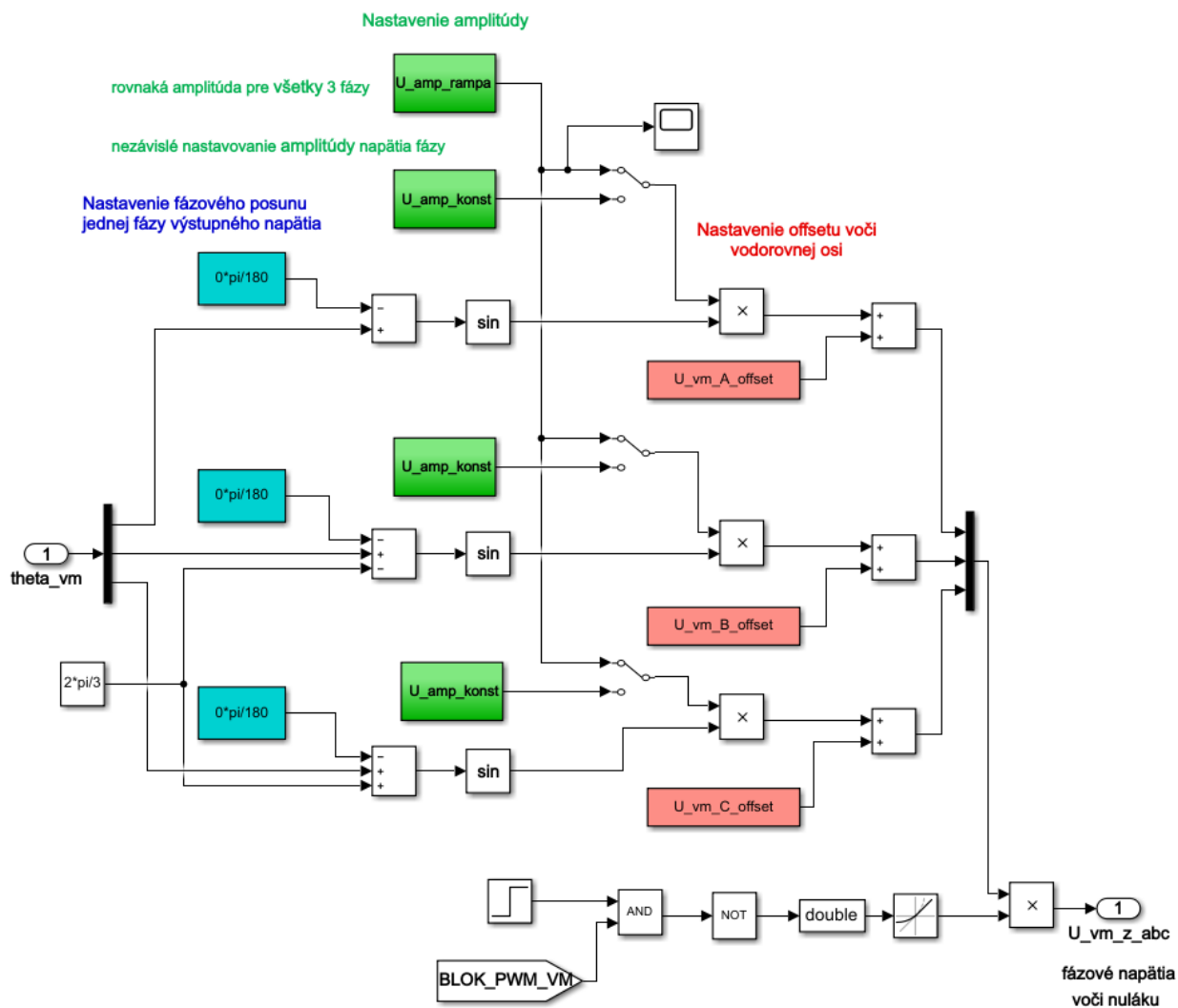
6.2 Nastavenie parametrov výstupného napätia

Parametre výstupných fázových napätí je možné nastaviť nezávisle pre každú fázu. Striedač umožňuje nastavenie frekvencie, amplitúdy, fázového posunu a posunu voči vodorovnej osi pre fázové napätie každej fázy osobitne. Rozsah frekvencie je od 45 do 55 Hz a rozsah nastaviteľnej amplitúdy je od 0 do 424 V, čomu odpovedá rozsah nastavenia efektívnej hodnoty 0 až 300 V. Subblok pre nastavenie frekvencie je zobrazený na Obr. 6.8. Subblok pre nastavenie amplitúdy, fázového posunu a posunu voči vodorovnej osi je zobrazený na Obr. 6.9. Blok vytvorenia žiadanej hodnoty výstupných fázových napätí zobrazuje Obr. 6.10.

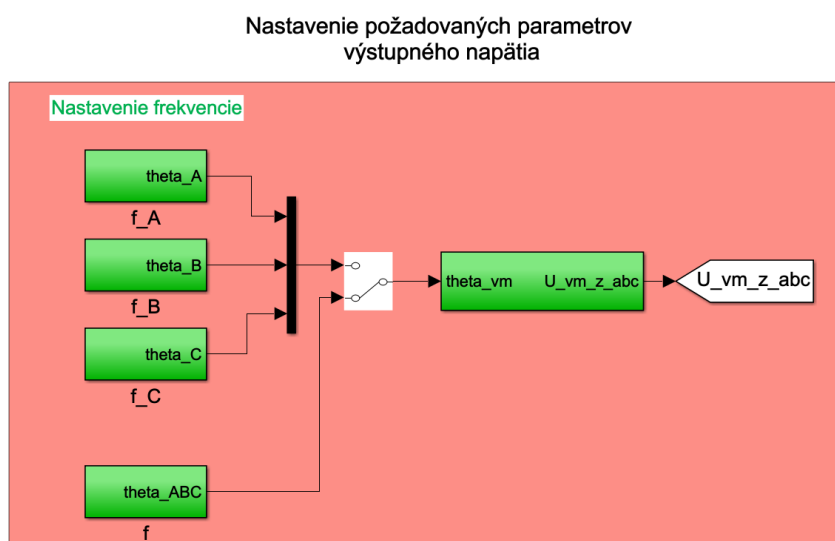
pevná frekvencia



Obr. 6.8 Subblok pre nastavenie frekvencie výstupných napätí



Obr. 6.9 Subblok pre nastavenie amplitúdy, fázového posunu a offsetu výstupných napätí

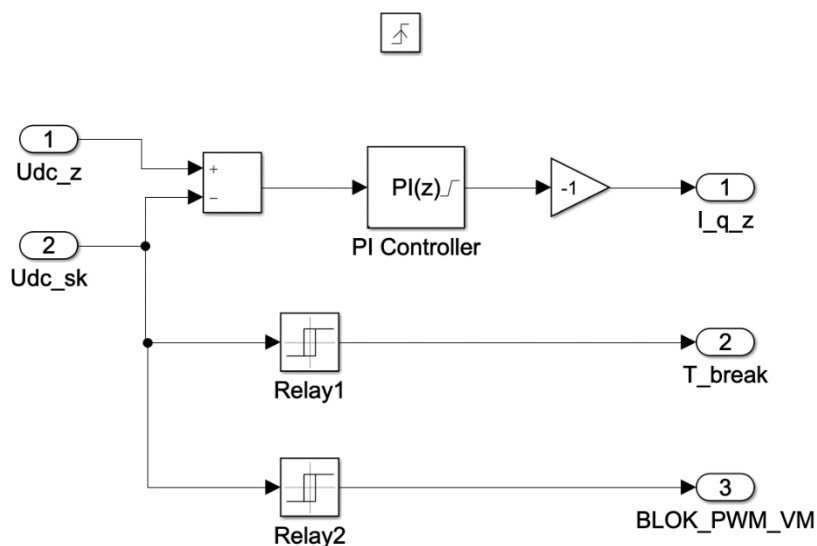


Obr. 6.10 Blok vytvorenia žiadanej hodnoty výstupných napätí striedača

Pri dodávaní výkonu 75 kW z aktívnej záťaže dochádza k nárastu napätia na kondenzátore medziobvodu. Preto je potrebné zabrániť nárastu napätia nad určitú povolenú medzu. Menovité napätie medziobvodu je 900 V. Povolená medza preto bude zvolená na 1000 V. Ak napätie presiahne hodnotu 1000 V, zopne sa tranzistor vo vetve s brzdným odporom a pripojí ho paralelne ku kondenzátoru medziobvodu. Kondenzátor sa začne vybíjať. Keď napätie na ňom poklesne pod hodnotu 950 V, tranzistor sa vypne a odpojí brzdný odpor.

Odber 75 kW nie je povolený, pretože na tento výkon nie sú dimenzované tranzistory aktívneho usmerňovača v reálnej aplikácii. Odberu takto vysokého výkonu sa zabráni znížením výstupného napätia. Pri odbere 75 kW z výstupu striedača začne klesať napätie na kondenzátore medziobvodu. Preto toto napätie bude použité ako snímač odberu nadmerného výkonu. Ak poklesne pod 850 V, zmení sa žiadaná hodnota výstupných napätí na nulu. Ak sa vráti nad hodnotu 899 V, obnoví sa aj žiadaná hodnota výstupných fázových napätí.

Riadiaci signál ovládajúci spínanie tranzistora vo vetve s brzdným odporom vzniká v bloku regulácie napätia medziobvodu. Takisto aj signál o nulovej žiadanej hodnote výstupných napätí. Tento blok bol popísaný v kapitole 5.5.2. V nasledujúcom obrázku je však zobrazený rozšírený o riadiace signály, ktoré zabezpečujú udržiavanie napätia medziobvodu v povolených medziach.

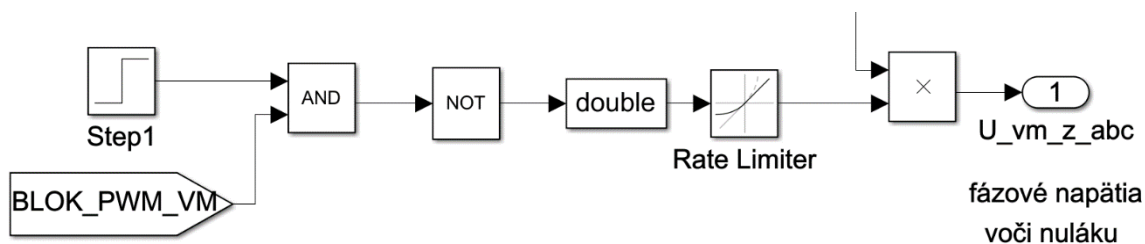


Obr. 6.11 Zapojenie bloku pre reguláciu napätia medziobvodu

Nastavenie bloku *Relay1* je nasledovné: *Switch on point*: 1000, *Switch off point*: 950, *Output when on*: 1, *Output when off*: 0.

Nastavenie bloku *Relay2* je nasledovné: *Switch on point*: 899, *Switch off point*: 850, *Output when on*: 0, *Output when off*: 1.

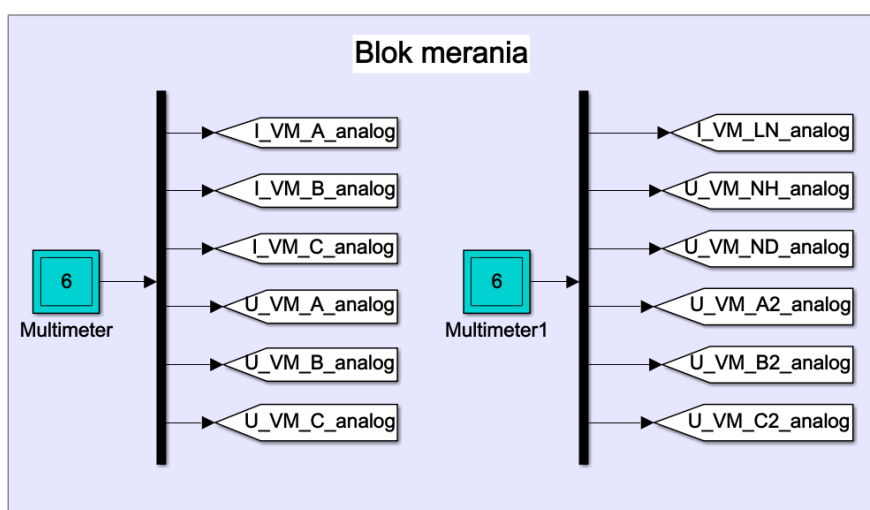
Signál BLOK_PWM_VM je použitý v bloku nastavenia parametrov výstupných napätí (Obr. 6.9). Približené zobrazenie sa nachádza na Obr. 6.12. Blok *Step1* je nastavený na jednotkový skok v čase 410 ms. Blok *Rate Limiter* obmedzuje strmosť prechodu žiadanej hodnoty na nulu a späť, aby nevznikali vysoké prúdové špičky. Jeho nastavenie je nasledovné: *Rising slew rate*: $1/1e-3$, *Falling slew rate*: $-1/1e-4$. Toto obmedzenie strmosti po vynásobení so žiadanou hodnotou napätia spôsobí, že napätie narastie z nuly na svoju pôvodnú hodnotu za 1 ms a poklesne z pôvodnej hodnoty na nulu za 0,1 ms.



Obr. 6.12 Použitie signálu BLOK_PWM_VM

6.3 Blok merania

Blok merania obsahuje veličiny, ktoré sú ďalej použité v bloku A/D prevodu a pri zobrazení priebehov. Znázornenie bloku je na nasledujúcom obrázku.



Obr. 6.13 Blok merania pre striedač

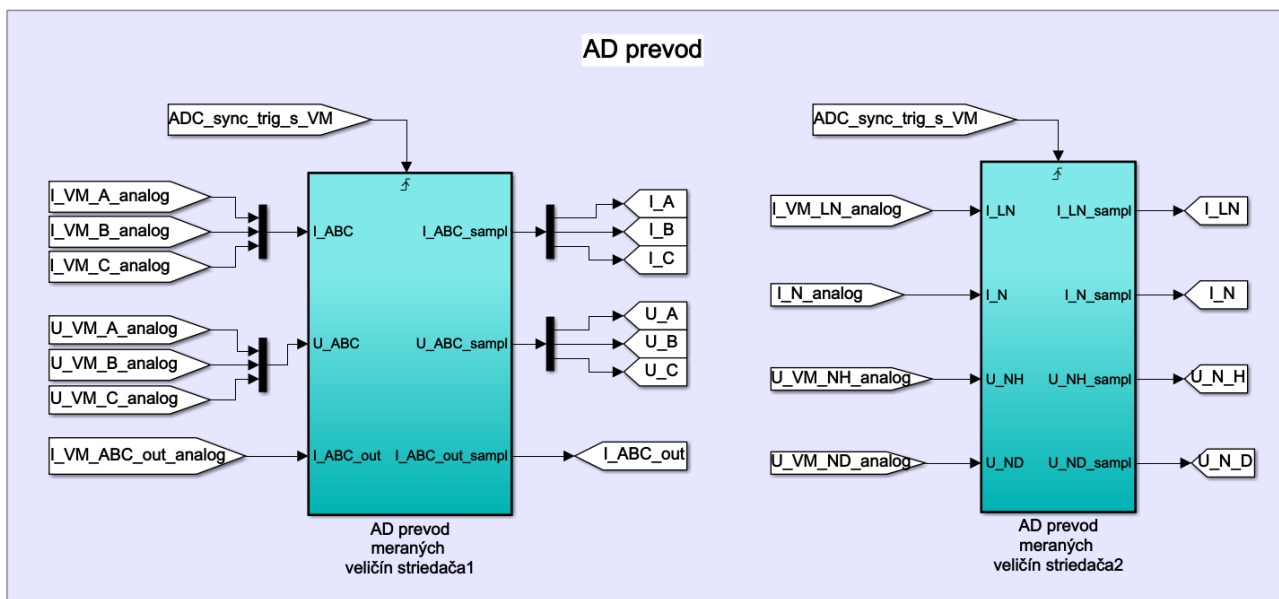
Znázornené veličiny pochádzajú z blokov tých obvodových prvkov, ktoré mali v nastavení povolené meranie prúdu alebo napätia. Veličiny príslušných obvodových prvkov sú pre prehľadnosť uvedené aj v znázornení topológie striedača, na Obr. 6.1 a Obr. 6.3 (sivým písmom).

Prúdy $I_{VM_A/B/C_analog}$ sú prúdy cez tlmivky 1. LC filtra (3 fázy). Napätia $U_{VM_A/B/C_analog}$ sú napätia na kondenzátoroch 1. LC filtra (3 fázy). Prúd $I_{VM_LN_analog}$ je prúd cez tlmivku filtra pre vetvu N. Napätia $U_{VM_NH_analog}$ a $U_{VM_ND_analog}$ sú napätia na kondenzátoroch filtra pre vetvu N. Napätia $U_{VM_A2/B2/C2_analog}$ sú napätia na kondenzátoroch 2. LC filtra (3 fázy).

6.4 Blok A/D prevodu

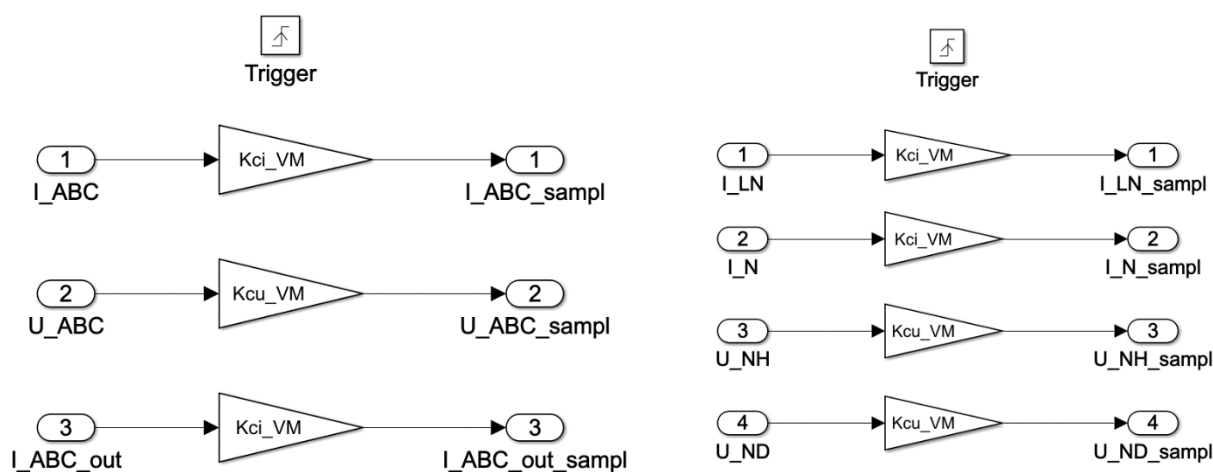
Blok A/D prevodu prevádza spojité (analogové) veličiny na diskkrétne. Prevod sa deje vzorkovaním spojitých veličín v čase nástupných hrán signálu $ADC_sync_trig_s_VM$. Hodnota výstupnej vzorkovanej veličiny je rovná hodnote spojitej veličiny v čase nástupnej hrany vzorkovacieho signálu a nemení sa až do ďalšej nástupnej hrany vzorkovacieho signálu.

Vzorkovací signál má tvar úzkých impulzov s frekvenciou rovnou frekvencii PWM. Princíp jeho vzniku je znázornený na Obr. 5.23 a Obr. 5.24.



Obr. 6.14 Blok A/D prevodu pre striedač

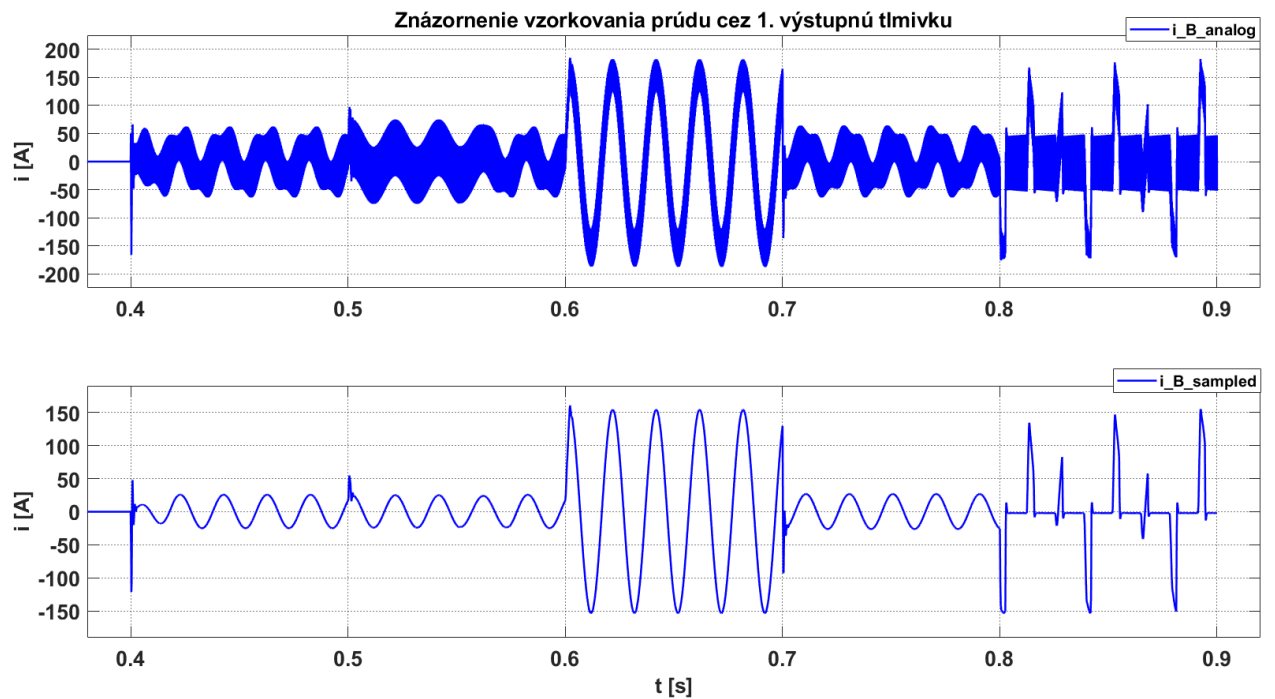
Bloky na Obr. 6.14 obsahujú nasledovné zapojenia.



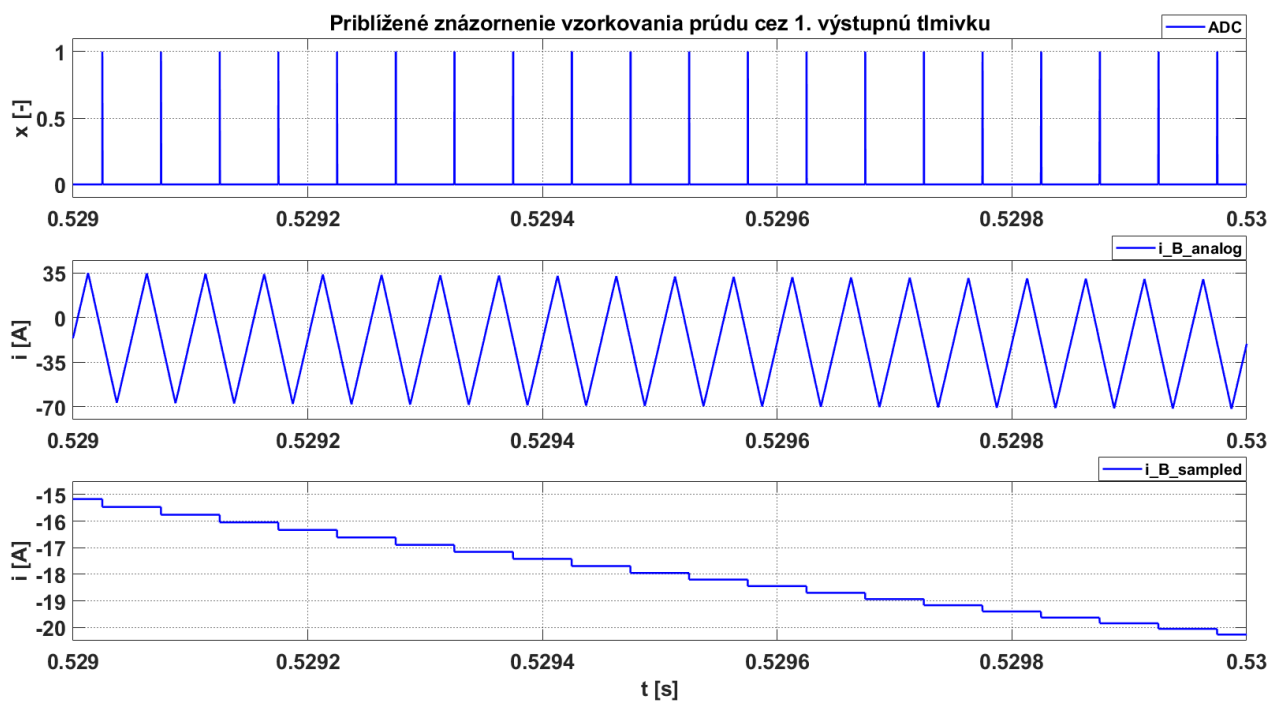
Obr. 6.15 Zapojenie subblokov A/D prevodu pre striedač

Veličiny označené Kci_VM a Kcu_VM predstavujú zosilnenie čidla prúdu, resp. čidla napätia. V ďalšom popise bude ich hodnota uvažovaná ako 1.

Príklad spojitého a vzorkovaného priebehu prúdu cez tlmivku 1. LC filtra pre fázu B sa nachádza na Obr. 6.16 a Obr. 6.17. Viditeľný rozdiel medzi spojitým a vzorkovaným prúdom je na Obr. 6.17. Práve vzorkované veličiny sú vstupom do blokov regulácie v podobe skutočnej hodnoty príslušných veličín. Dôvodom je, aby regulátory nereagovali na zvlhnenie (prúdu, resp. napätia).



Obr. 6.16 Príklad vzorkovania prúdu cez tlmivku 1. LC filtra pre fázu B



Obr. 6.17 Približené znázornenie vzorkovania prúdu tlmivkou 1. LC filtra pre fázu B

6.5 Návrh regulátorov pre vetvu nulového vodiča

Regulačná štruktúra vetvy pre nulový vodič je založená na kaskádnej regulácii. V podriadenej prúdovej slučke sa reguluje prúd cez tlmivku L_N a v nadradenej napäťovej slučke sa reguluje rozdiel napätí na hornom a dolnom kondenzátore C_N . Je požadované, aby napätie na oboch kondenzátoroch C_N bolo rovnaké, to znamená, že ich rozdiel má byť 0. Z toho dôvodu je 0 žiadanou hodnotou vstupujúcou do bloku napäťovej regulácie.

Návrh regulátorov prúdu a napätia bude obsahom jednotlivých podkapitol.

6.5.1 Návrh regulátoru prúdu

Prúdová slučka pre vetvu N je znázornená na Obr. 3.4. Prenosová funkcia regulovanej sústavy prúdu má podľa Obr. 3.4 tvar:

$$F_{si,VM,N} = F_{men,VM,N} \cdot F_{L_N} \cdot K_{\check{c}i,VM}. \quad (6.1)$$

Index VM znamená výstupný menič, teda striedač. Výstupný preto, lebo je zapojený za aktívnym usmerňovačom. Index N znamená nulový vodič.

Prenosová funkcia meniča má vyjadrenie:

$$F_{men,VM,N} = \frac{K_{men,VM,N}}{1 + p\tau_{men,VM,N}} = \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{1 + p \frac{2T_{PWM,VM}}{2}}. \quad (6.2)$$

Časová konštanta meniča má hodnotu:

$$\tau_{men,VM,N} = \frac{2T_{PWM,VM}}{2} = \frac{2}{2f_{PWM,VM}} = \frac{2}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,05 \text{ ms}. \quad (6.3)$$

Prenosová funkcia tlmivky v sérii s parazitným odporom má vyjadrenie:

$$F_{L_N} = \frac{1/R_N}{1 + p\tau_{L_N}} = \frac{1/R_N}{1 + p \frac{L_N}{R_N}}. \quad (6.4)$$

Časová konštanta tlmivky má hodnotu:

$$\tau_{L_N} = \frac{L_N}{R_N} = \frac{112,5 \cdot 10^{-6}}{0,01} = 11,25 \text{ ms}. \quad (6.5)$$

Zosilnenie čidla prúdu $K_{\check{c}i,VM}$ uvažujeme 1. Po dosadení jednotlivých prenosov do prenosovej funkcie regulovanej sústavy môžeme čitateľ nahradiť jedným označením $K_{si,VM,N}$.

$$K_{si,VM,N} = K_{men,VM,N} \cdot \frac{1}{R_N} \cdot K_{\check{c}i,VM}. \quad (6.6)$$

Číselné vyjadrenie $K_{si,VM,N}$:

$$K_{si,VM,N} = \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{R_N} \cdot K_{\check{c}i,VM} = \frac{900}{2} \cdot \frac{1}{0,01} \cdot 1 = 45000. \quad (6.7)$$

Potom prejde prenosová funkcia regulovanej sústavy prúdu do tvaru:

$$F_{si,VM,N} = \frac{K_{si,VM,N}}{(1 + p\tau_{men,VM,N})(1 + p\tau_{LN})}. \quad (6.8)$$

Sústava je statická, neintegračná, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda optimálneho modulu (OM). Prenos regulátoru má potom tvar:

$$F_{ri,VM,N} = F_{o,OM} \cdot \frac{1}{F_{si,VM,N}} = \frac{1}{2\tau_\sigma p(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + p\tau_{men,VM,N})(1 + p\tau_{LN})}{K_{si,VM,N}}. \quad (6.9)$$

Časovú konštantu τ_σ zvolíme rovnú najmenšej časovej konštante, to znamená $\tau_{men,VM,N}$. Potom prejde prenos regulátoru do tvaru, z ktorého je viditeľná P a I zložka navrhovaného regulátoru:

$$F_{ri,VM,N} = \frac{1}{2\tau_{men,VM,N} \cdot K_{si,VM,N} \cdot p} + \frac{\tau_{LN}}{2\tau_{men,VM,N} \cdot K_{si,VM,N}}. \quad (6.10)$$

Číselné vyjadrenie prenosu regulátoru:

$$F_{ri,VM,N} = 0,2222 \cdot \frac{1}{p} + 0,0025. \quad (6.11)$$

Znázornenie regulačnej štruktúry v Simulinku je na Obr. 6.18 a Obr. 6.20 v spodnej časti obrázkov.

Výstupom regulátoru prúdu je riadiaci signál U_{rN} , ktorý sa porovnáva v bloku PWM modulátoru s nosným trojuholníkovitým signálom s rozkmitom od -1 do 1. Preto aj rozkmit riadiaceho signálu U_{rN} musí byť v medziach od -1 do 1. Z toho dôvodu sa v bloku PI regulátoru nastaví hodnoty limitu výstupu na: *Upper limit*: 1; *Lower limit*: -1. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenené na: *Forward Euler*.

Zobrazenie vzorkovaného priebehu prúdu cez tlmivku filtra pre vetvu N sa nachádza v prílohe C (označené ako I_LN_sampled).

6.5.2 Návrh regulátoru napätia

Napäťová slučka pre vetvu N je zobrazená na Obr. 3.3. Prenosová funkcia regulovanej sústavy napätia má podľa Obr. 3.3 tvar:

$$F_{su,VM,N} = F_{wi,VM,N} \cdot \frac{1}{K_{\check{i},VM}} \cdot F_{C_N} \cdot K_{\check{u},VM}, \quad (6.12)$$

kde člen

$$F_{wi,VM,N} = \frac{1}{1 + 2p\tau_{men,VM,N}} \quad (6.13)$$

predstavuje prenos uzavretej prúdovej slučky podľa optimálneho modulu. Zosilnenie čidla napätia $K_{\check{u},VM}$ uvažujeme 1.

Prenosová funkcia kondenzátoru má vyjadrenie:

$$F_{C_N} = \frac{1}{p2C_N}. \quad (6.14)$$

$2C_N$ sa tu nachádza preto, lebo sa uvažuje horný aj dolný kondenzátor o kapacite C_N pripojený k sebe paralelne.

V prenosovej funkcii $F_{su,VM,N}$ nahradíme zosilnenie jedným členom $K_{su,VM,N}$:

$$K_{su,VM,N} = \frac{K_{\check{c}u,VM}}{K_{\check{c}i,VM} \cdot 2C_N}. \quad (6.15)$$

Potom prejde prenosová funkcia $F_{su,VM,N}$ do tvaru:

$$F_{su,VM,N} = \frac{K_{su,VM,N}}{(1 + 2p\tau_{men,VM,N})p}. \quad (6.16)$$

Prenos podľa rovnice (6.16) by platil presne pre spojitý model. V diskretnom modeli musíme uvažovať oneskorenie zohľadňujúce vzorkovanie čidla napätia, ktoré sa modeluje časovou konštantou

$$\frac{1}{1 + pT_{\check{c}u,VM,N}} = \frac{1}{1 + p\left(\frac{2T_{PWM,VM}}{2}\right)}. \quad (6.17)$$

Potom má prenosová funkcia sústavy napätia pre diskretný model tvar:

$$F_{su,VM,N} = \frac{K_{su,VM,N}}{(1 + 2p\tau_{men,VM,N})(1 + pT_{\check{c}u,VM,N})p}. \quad (6.18)$$

Sústava je astatická, integračná, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda symetrického optima (SO). Prenos regulátoru má potom tvar:

$$\begin{aligned} F_{Ru,VM,N} &= F_{O,SO} \cdot \frac{1}{F_{su,VM,N}} = \\ &= \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma^2(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + 2p\tau_{men,VM,N})(1 + pT_{\check{c}u,VM,N})p}{K_{su,VM,N}}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Časovú konštantu τ_σ zvolíme ako súčtovú:

$$\tau_\sigma = \tau_\Sigma = 2\tau_{men,VM,N} + T_{\check{c}u,VM,N}. \quad (6.20)$$

Potom prejde prenos regulátoru do tvaru:

$$F_{Ru,VM,N} = \frac{1 + 4p\tau_\Sigma}{8p\tau_\Sigma^2 \cdot K_{su,VM,N}} = \frac{1}{8\tau_\Sigma^2 \cdot K_{su,VM,N} \cdot p} + \frac{1}{2\tau_\Sigma \cdot K_{su,VM,N}}. \quad (6.21)$$

Z rovnice (6.21) je vidieť, že regulátor je typu PI. Jeho číselné vyjadrenie je nasledovné:

$$F_{Ru,VM,N} = 1111 \cdot \frac{1}{p} + 0,6667. \quad (6.22)$$

Zapojenie bloku regulácie napätia pre vetvu N v Simulinku je na Obr. 6.18 a Obr. 6.19 v spodnej časti obrázkov.

Výstupom regulátoru napätia je žiadaný prúd cez tlmivku filtra pre vetvu N. Je vhodné veľkosť tohto prúdu obmedziť. Preto hodnoty limitu výstupu v bloku PI regulátoru sú nastavené nasledovne: *Upper limit*: 200; *Lower limit*: -200. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenené na: *Forward Euler*. Hodnoty prúdov ± 200 A súvisia s dimenzovaním tranzistorov vetvy N v reálnej aplikácii.

Priebeh napätí na kondenzátoroch vetvy N a ich rozdiel je zobrazený v prílohe B.

6.6 Návrh stavovej regulácie striedača

Návrh stavovej regulácie pre vetvy A, B, C vychádza z teórie popísanej v kapitole 3.2. Prvým krokom je overenie riaditeľnosti a pozorovateľnosti striedača, ktorý predstavuje lineárny dynamický systém druhého rádu (Obr. 3.8). Redukcia rádu zo 4 na 2 je daná zanedbateľnou impedanciou tlmivky druhého LC filtra pri 50 Hz, čo bude v nasledujúcich riadkoch dokázané. Podľa Obr. 3.7 sa výstupný (druhý) LC filter (kombinácia prvkov $R_{filt,2}$, $L_{filt,2}$, $C_{filt,2}$) správa ako delič napätia u_A . Impedancia týchto troch prvkov v sérii má pri harmonickom napájaní 50 Hz hodnotu:

$$\hat{Z} = R_{filt,2} + j\omega L_{filt,2} + \frac{1}{j\omega C_{filt,2}} = R_{filt,2} + j\left(\omega L_{filt,2} - \frac{1}{\omega C_{filt,2}}\right). \quad (6.23)$$

$$\begin{aligned} |\hat{Z}| &= \sqrt{R_{filt,2}^2 + \left(\omega L_{filt,2} - \frac{1}{\omega C_{filt,2}}\right)^2} = \\ &= \sqrt{0,01^2 + \left(2\pi 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6} - \frac{1}{2\pi 50 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}\right)^2} = 127,308 \, \Omega. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Impedancia jednotlivých prvkov pri harmonickom napájaní s frekvenciou 50 Hz má veľkosť:

$$|\widehat{Z}_{R2}| = R_{filt,2} = 0,01 \, \Omega. \quad (6.25)$$

$$|\widehat{Z}_{L2}| = \omega L_{filt,2} = 2\pi 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,016 \, \Omega. \quad (6.26)$$

$$|\widehat{Z}_{C2}| = \frac{1}{\omega C_{filt,2}} = \frac{1}{2\pi 50 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 127,324 \, \Omega. \quad (6.27)$$

Z tohto dôvodu bude takmer celé napätie u_A ležať na kondenzátore $C_{filt,2}$. Tlmivka $L_{filt,2}$ spôsobuje takisto zanedbateľný fázový posun medzi napätím u_A a napätím na kondenzátore $C_{filt,2}$.

Teraz pristúpme k overeniu riaditeľnosti a pozorovateľnosti striedača.

Overenie riaditeľnosti:

Matica riaditeľnosti má podľa rovnice (3.3) vyjadrenie:

$$Q_{co}(A, b) = [b, Ab]. \quad (6.28)$$

Matica A aj vektor b sú zadefinované v rovnici (3.11). Ich číselné vyjadrenie je:

$$A = \begin{pmatrix} -88,89 & -8889 \\ 11765 & 0 \end{pmatrix}; \quad b = \begin{pmatrix} 4 \cdot 10^6 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (6.29)$$

Matica riaditeľnosti má potom číselné vyjadrenie:

$$Q_{co}(A, b) = \begin{pmatrix} 4 \cdot 10^6 & -3,556 \cdot 10^8 \\ 0 & 4,706 \cdot 10^{10} \end{pmatrix}. \quad (6.30)$$

Jej determinant má hodnotu:

$$\det Q_{co}(A, b) = 1,882 \cdot 10^{17} \neq 0. \quad (6.31)$$

Keďže determinant matice riaditeľnosti je rôzny od nuly, znamená to, že systém je *riaditeľný*.

Pozn.: pre výpočet matice riaditeľnosti je možné využiť aj príkaz `ctrb` v Matlabe.

```
Qco = ctrb(A, b);           % výpočet matice riaditeľnosti Qco(A, b)
det(Qco);
```

Overenie pozorovateľnosti:

Matica pozorovateľnosti má podľa rovnice (3.4) vyjadrenie:

$$Q_{ob}(A, c^T) = \begin{bmatrix} c^T \\ c^T A \end{bmatrix}. \quad (6.32)$$

Vektor c^T je zadefinovaný (podľa rovnice (3.12)) ako

$$c^T = (0 \quad 1). \quad (6.33)$$

Matica pozorovateľnosti má potom číselné vyjadrenie:

$$Q_{ob}(A, c^T) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 11765 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6.34)$$

Jej determinant má hodnotu:

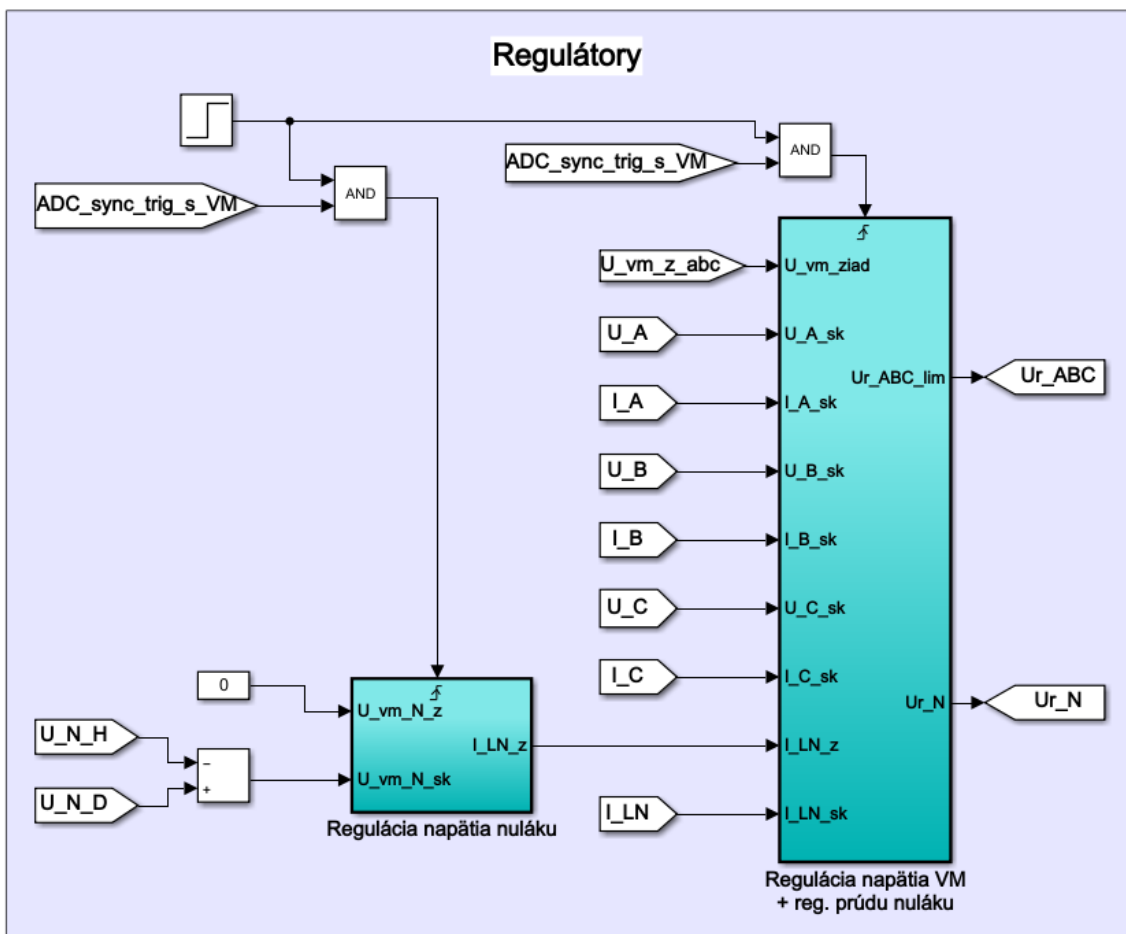
$$\det Q_{ob}(A, c^T) = -11765 \neq 0. \quad (6.35)$$

Keďže determinant matice pozorovateľnosti je rôzny od nuly, znamená to, že systém je *pozorovateľný*.

Pozn.: pre výpočet matice pozorovateľnosti je možné využiť aj príkaz `obsv` v Matlabe.

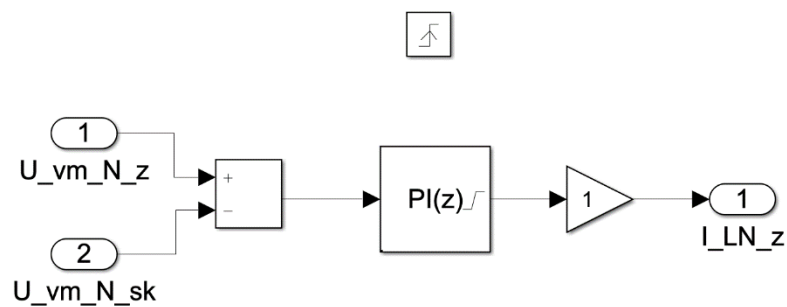
```
Qob = obsv(A, c);           % výpočet matice pozorovateľnosti Qob(A, c)
det(Qob);                   % c je riadkový vektor
```

Ďalším krokom pre návrh stavového riadenia je voľba nových pólov riadeného systému. Trom rôznym spôsobom návrhu pólov sa venujú tri nasledujúce podkapitoly. Regulačná štruktúra stavového riadenia však ostáva rovnaká vo všetkých troch prípadoch. Použité je integračné stavové riadenie, teda stavové riadenie s pridanou slučkou s integrátorom pre odstránenie vplyvu poruchových veličín. Poruchovou veličinou v prípade striedača je zaťažovací prúd. Blok stavovej regulácie striedača (spolu s blokom regulácie napätia pre vetvu N) zo Simulinku sa nachádza na Obr. 6.18.

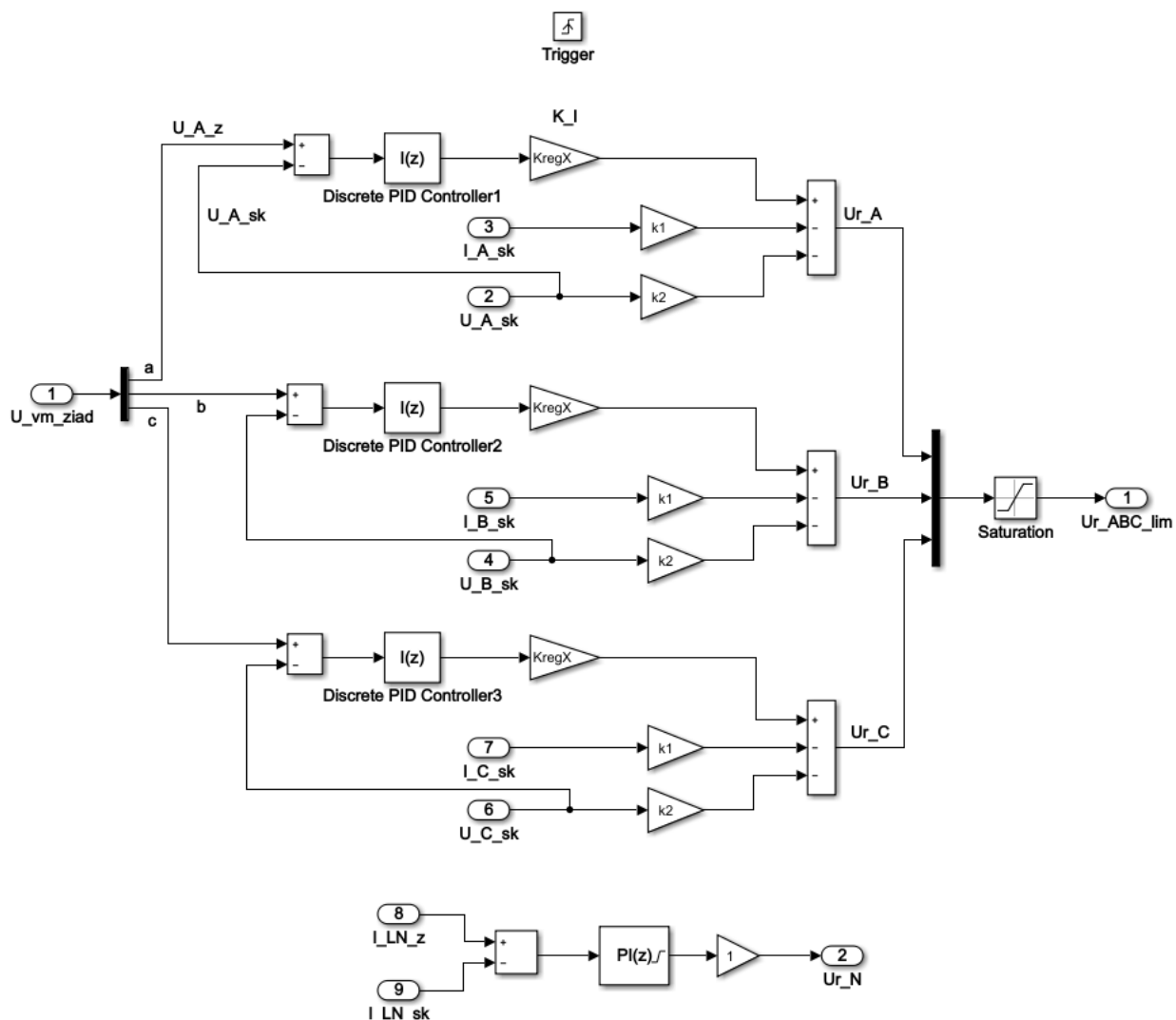


Obr. 6.18 Blok stavovej regulácie striedača

Zobrazenie jednotlivých subblokov je na nasledujúcich obrázkoch.



Obr. 6.19 Regulačná štruktúra pre reguláciu napätia N vodiča použitá v Simulinku



Obr. 6.20 Regulačná štruktúra stavového riadenia striedača + reg. prúdu N vodiča v Simulinku

Blok *Saturation* na Obr. 6.20 má nastavenie *Upper limit*:1, *Lower limit*: -1. Dôvodom je, aby riadiace signály $U_{rA,B,C}$ neprekročili hodnotu z intervalu $(-1; 1)$. Regulačná štruktúra na Obr. 6.20 priamo odpovedá štruktúre podľa Obr. 3.15 uvedenej v teoretickej časti a vychádza zo štruktúry na Obr. 3.11.

6.6.1 Voľba násobných reálnych pólov

Maximálna poloha násobných pólov na reálnej osi čo najďalej od nuly je -10 000. Čím ďalej od nuly sa póly nachádzajú, tým je systém rýchlejší. Nie je však možné ich umiestniť nekonečne ďaleko vzhľadom k fyzikálnym obmedzeniam riadeného systému. V prípade striedača je to dynamické obmedzenie meniča dané frekvenciou PWM. Pri hodnote pólov -10 000 už nastáva obmedzenie dynamiky riadenej sústavy vplyvom PWM modulátoru.

Vysvetlenie maximálnej polohy pólov -10 000: na začiatok uvažujme statický systém 1. rádu popísaný prenosovou funkciou

$$F(p) = \frac{K}{(1 + p\tau)}, \quad (6.36)$$

kde K je zosilnenie a τ je časová konštanta systému. Tento systém má jeden pól, ktorý je možné vyjadriť ako

$$p_1 = -\frac{1}{\tau}. \quad (6.37)$$

Z toho časová konštanta

$$\tau = -\frac{1}{p_1} \quad (6.38)$$

je rovná záporne vzatej prevrátenej hodnote pólu. Prechodová charakteristika systému 1. rádu je exponenciálna funkcia popísaná rovnicou

$$h(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (6.39)$$

Prechodová charakteristika je ovplyvnená práve časovou konštantou. V dobe rovnnej časovej konštante má výstup systému (prechodová charakteristika) hodnotu rovnú 0,63 násobku ustálenej hodnoty v nekonečne. Systém je možné považovať za ustálený po uplynutí 3 až 5 násobku časovej konštanty. Pri trojnásobku dosahuje výstup 95 % ustálenej hodnoty a pri 5-násobku je to 99 % ustálenej hodnoty. Pri voľbe pólu -10 000 má potom časová konštanta podľa rovnice (6.38) hodnotu 100 μ s a doba ustálenia je 300 až 500 μ s. Ak je však systém druhého rádu s dvoma násobnými reálnymi pólmi, potom je časová konštanta dvojnásobná, tzn. 200 μ s. Doba ustálenia je takisto dvojnásobná, teda 600 až 1000 μ s. Pre porovnanie, perióda PWM striedača je $\frac{1}{f_{PWM,VM}} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \mu$ s. Časová konštanta meniča (striedača) je rovná perióde PWM (vysvetlené v kapitole 5.5.1), teda 50 μ s.

Z uvedených dôvodov budú násobné póly zvolené na -9000 ($p_1^w = p_2^w = -9000$). Potom podľa rovnice (3.17) je žiadaný charakteristický mnohočlen uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom nasledovný:

$$N_{kw}(p) = (p - p_1^w)(p - p_2^w) = (p + 9000)^2 = p^2 + 18000p + 81 \cdot 10^6. \quad (6.40)$$

Porovnaním so všeobecným tvarom požadovaného charakteristického mnohočlenu podľa rovnice (3.17) je možné identifikovať koeficienty u jednotlivých mocnín p :

$$N_{kw}(p) = p^2 + a_1^w p + a_0^w = p^2 + 18000p + 81 \cdot 10^6. \quad (6.41)$$

Odtiaľ $a_1^w = 18000$, $a_0^w = 81 \cdot 10^6$.

Potom je možné pomocou Ackermannovho vzťahu (3.23) určiť spätnoväzbový stavový vektor \mathbf{k}^T .

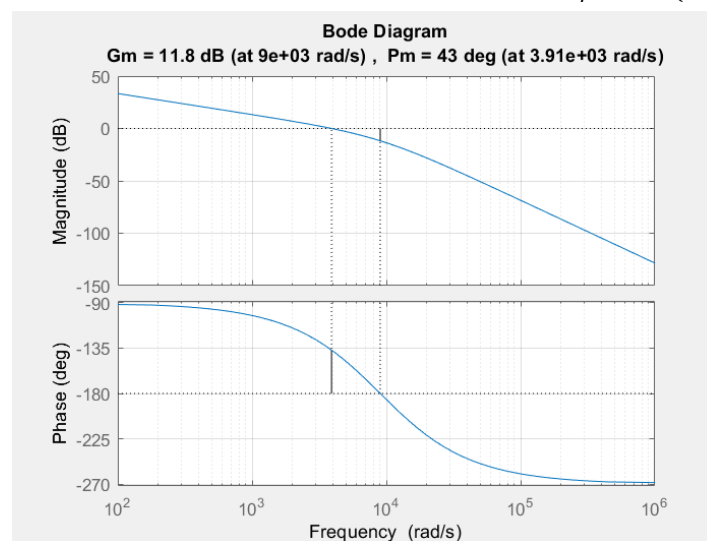
$$\begin{aligned} \mathbf{k}^T &= [0,1] \cdot \mathbf{Q}_{co}^{-1}(\mathbf{A}, \mathbf{b}) \cdot [\mathbf{A}^2 + a_1^w \mathbf{A} + a_0^w \mathbf{I}] = \\ &= [0,1] \cdot \begin{pmatrix} 0,25 \cdot 10^{-6} & 1,889 \cdot 10^{-9} \\ 0 & 21,25 \cdot 10^{-12} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -0,2517 \cdot 10^8 & -1,5921 \cdot 10^8 \\ 2,1072 \cdot 10^8 & -0,2358 \cdot 10^8 \end{bmatrix} = \\ &= (4,478 \cdot 10^{-3} \quad -0,5 \cdot 10^{-3}) = (k_1 \quad k_2). \end{aligned} \quad (6.42)$$

Spätnoväzbový vektor \mathbf{k}^T násobí v štruktúre stavového riadenia stavový vektor $\mathbf{x} = \begin{pmatrix} i_A \\ u_A \end{pmatrix}$. To znamená, že prvok k_1 stavového vektoru násobí prvú stavovú premennú, teda fázový prúd i_A a prvok k_2 násobí druhú stavovú premennú, teda fázové napätie u_A , čo je viditeľné aj na Obr. 6.20.

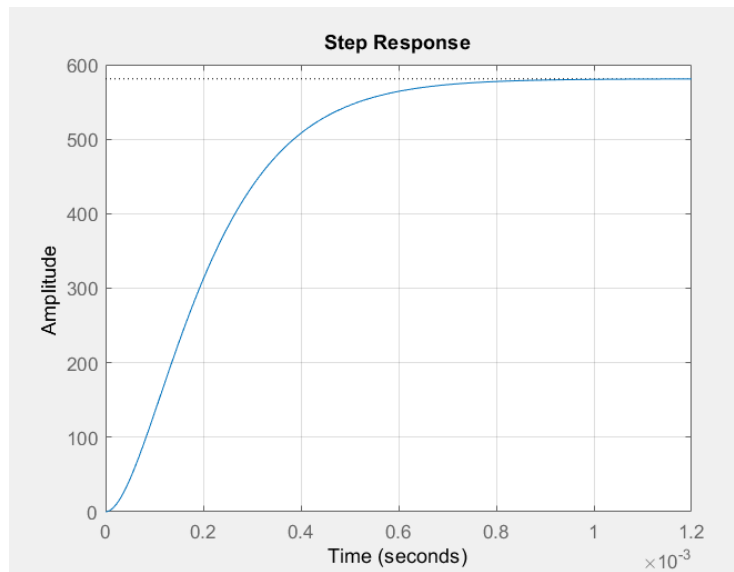
Posledným krokom pre dokončenie návrhu integračného stavového riadenia je určenie zosilnenia integračného regulátoru K_I . Uvedený bude postup na základe simulácie otvorenej slučky popísaný v závere kapitoly 3.2.

```
A_w = A - B*K % K je spätnoväzbový stavový vektor
                určený napr. cez Ackermannov vzťah
[bw aw] = ss2tf(A_w,B,C,D)
F_s = tf(bw,aw) % prenosová funkcia sústavy so
                stavovým regulátorom (bez integrátora)
Ks = evalfr(F_s,0) % frekvenčná odozva na jednosmerný
                signál; 0 = 0 rad/s
figure()
step(F_s) % prechodová charakteristika
grid on
K_I = 8
Freg = tf([K_I],[1 0]) % prenos integračného regulátoru so
                zosilnením K_I
Fo = series(Freg,F_s) % prenos otvorenej slučky. OTVORENÁ
                SLUČKA = REGULÁTOR * SÚSTAVA
figure()
margin(Fo) % Frekvenčné charakteristiky + fázová
                bezpečnosť
grid on
```

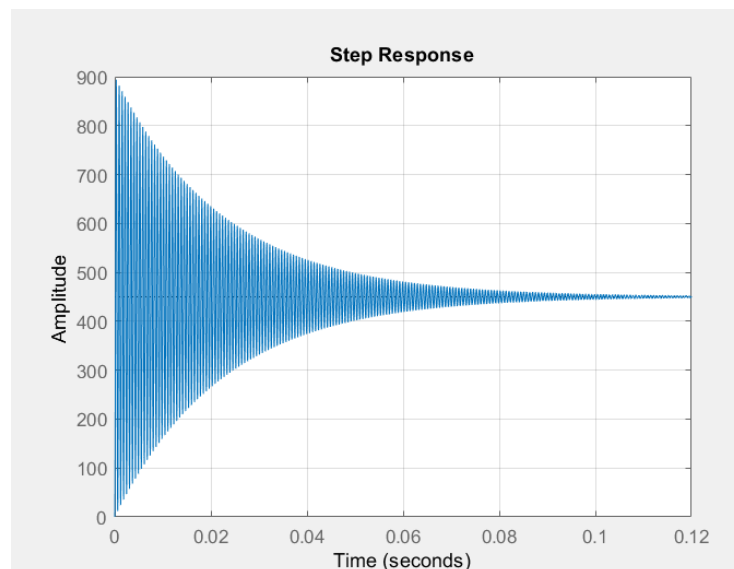
Zosilnenie K_I sa určí iteratívne tak, aby sa fázová bezpečnosť otvorenej slučky zobrazená cez príkaz *margin* blížila k 40° . Pre $K_I = 8$ je fázová bezpečnosť 43° (Obr. 6.21). Odozva na jednotkový skok (prechodová charakteristika) riadeného systému (bez integrátora, so stavovým regulátorom) je na Obr. 6.22. Prechodová charakteristika pôvodnej sústavy bez stavového regulátoru je na Obr. 6.23. Frekvenčná odozva pôvodnej sústavy na jednosmerný signál má hodnotu 450, čo odpovedá zosilneniu meniča $K_{men,VM} = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_r} = \frac{U_{DC}}{1-(-1)} = \frac{U_{DC}}{2} = \frac{900}{2} = 450$.



Obr. 6.21 Frekvenčné charakteristiky s vyznačením fázovej bezpečnosti – voľba násobných pólov



Obr. 6.22 Prechodová charakteristika riadeného systému – voľba násobných pólov



Obr. 6.23 Prechodová charakteristika riadeného systému bez stavového regulátoru

Priebeh žiadanej a skutočnej hodnoty výstupných fázových napätí a priebeh regulačných odchýliek výstupných fázových napätí sa nachádza v prílohe H.

6.6.2 Voľba pólov cez kritérium ITAE

ITAE kritérium predpisuje tvar charakteristického mnohočlenu riadeného systému, to znamená menovateľ prenosovej funkcie riadeného systému. Preto prvým krokom je určenie prenosovej funkcie riadeného systému, v našom prípade striedača. S využitím rovnice (3.24) je možné určiť prenosovú funkciu striedača na základe jeho stavového modelu:

$$\begin{aligned}
 F(p) &= \mathbf{c}^T(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b} + d = (0 \quad 1) \begin{pmatrix} p + 88,89 & 8889 \\ -11765 & p \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 4 \cdot 10^6 \\ 0 \end{pmatrix} + 0 = \\
 &= \frac{4,706 \cdot 10^{10}}{p^2 + 88,89p + 1,046 \cdot 10^8}.
 \end{aligned} \tag{6.43}$$

Pozn.: póly pôvodného systému (striedača) bez pridanej stavovej regulácie sú

$$p_{1,2} = -44 \pm 10226j. \quad (6.44)$$

Predpísaný tvar charakteristického mnohočlenu pre systém 2. rádu je na základe kritéria ITAE:

$$N_{kw} = p^2 + 1,505ap + a^2. \quad (6.45)$$

Voľbou konštanty a sa prispôsobí štandardný tvar charakteristického mnohočlenu (6.45) tak, aby odpovedal reálnemu systému. Prakticky ide o nastavenie požadovanej prechodovej charakteristiky. K tomu poslúži tiež nastavenie frekvenčnej odozvy na jednosmerný signál na hodnotu zhodnú s hodnotou frekvenčnej odozvy pôvodného systému. Názorné vysvetlenie na príklade v Matlabe:

```
s = tf('s') ; % pre sprístupnenie
zadávanie prenosovej funkcie symbolicky pomocou 's'
a = 10226
N_kw = s^2 + 1.505*a*s + a^2 % štandardný tvar
charakteristického mnohočlenu podľa ITAE

F = tf([4.706e10],[1 1.505*a a^2]) % čitateľ je zhodný s
čitateľom prenosovej funkcie systému bez regulátoru, menovateľ
podľa ITAE
Ks = evalfr(F,0) % frekvenčná odozva na
jednosmerný signál; 0 = 0 rad/s. Požadované: 450.
p_w = roots([1 1.505*a a^2]) % žiadané póly
figure()
step(F)
grid on
```

Konštantu a sa ručne nastavuje dovtedy, kým $K_s = 450$. To je znakom správneho nastavenia požadovaného tvaru charakteristického mnohočlenu podľa systému striedača. Frekvenčná odozva pôvodnej sústavy na jednosmerný signál má tiež hodnotu 450 (Obr. 6.23). Vyhovujúce nastavenie je pre $a = 10226$. Potom prechodová charakteristika systému s pólmi podľa ITAE má priebeh podľa Obr. 6.24.

Póly podľa kritéria ITAE sú nasledovné:

$$p_1^w = -7695 + 6735j; \quad p_2^w = -7695 - 6735j. \quad (6.46)$$

Reálna časť pólov leží v rozsahu $(-10\,000; 0)$, čo je v poriadku.

Potom podľa rovnice (3.17) je žiadaný charakteristický mnohočlen uzavretého systému riadenia so stavovým regulátorom nasledovný:

$$N_{kw}(p) = (p - p_1^w)(p - p_2^w) = p^2 + 15390p + 104,6 \cdot 10^6. \quad (6.47)$$

Porovnaním so všeobecným tvarom požadovaného charakteristického mnohočlenu podľa rovnice (3.17) je možné identifikovať koeficienty u jednotlivých mocnín p :

$$N_{kw}(p) = p^2 + a_1^w p + a_0^w = p^2 + 15390p + 104,6 \cdot 10^6. \quad (6.48)$$

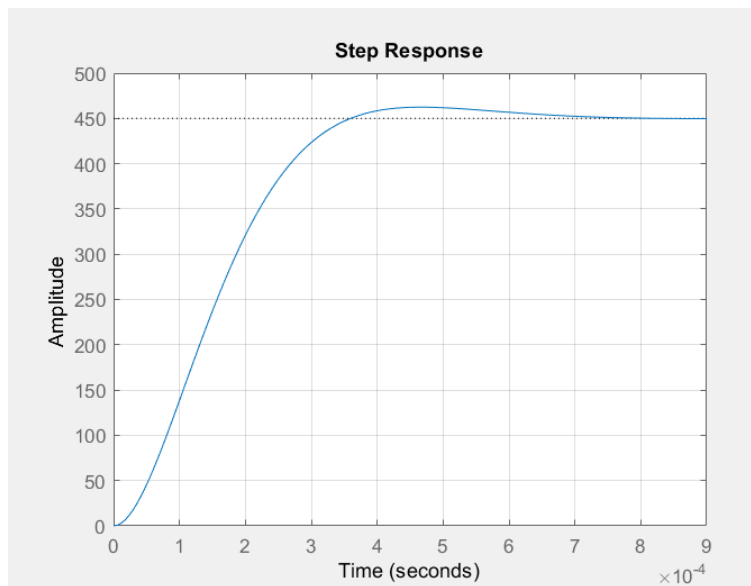
Odtiaľ $a_1^w = 15390$, $a_0^w = 104,6 \cdot 10^6$.

Potom je možné na základe Ackermannovho vzťahu určiť stavový vektor:

$$\mathbf{k}^T = (k_1 \quad k_2) = (3,825 \cdot 10^{-3} \quad -4,066 \cdot 10^{-8}). \quad (6.49)$$

Zosilnenie integračného regulátoru K_I je možné určiť rovnakým spôsobom ako v predchádzajúcej podkapitole, tzn. simuláciou otvorenej slučky. Pre fázovú bezpečnosť $40,2^\circ$ je potrebné nastaviť K_I na hodnotu 13,5.

Priebeh žiadanej a skutočnej hodnoty výstupných fázových napätí a priebeh regulačných odchýliek výstupných fázových napätí sa nachádza v prílohe F.



Obr. 6.24 Prechodová charakteristika riadeného systému – póly podľa ITAE

6.6.3 Voľba pólov cez LQR

Teória k LQR regulátoru bola vysvetlené v kapitole 3.2.3. Pre striedač s danými parametrami boli simuláciou určené nasledujúce koeficienty matíc \mathbf{Q} a \mathbf{R} .

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 5 \cdot 10^5 & 0 \\ 0 & 1 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}; \quad R = 250 \cdot 10^8. \quad (6.50)$$

Zobrazenie skriptu v Simulinku:

```
Q = [5e5 0;
     0 1e-3]; % požiadavky na dynamiku, predpisuje
               % relatívne váhy odchýliek stavových premenných. Čím je Q11
               % väčšie, tým sa viac obmedzuje prúd. Čím je Q22 väčšie, tým skôr
               % sa dosiahne fázové napätie.
R = 250e8; % požiadavky na spotrebu energie, určuje
            % relatívnu váhu spotreby energie. Čím je R1 väčšie, tým
            % viac sa obmedzuje akčná veličina (Ur)
[K,RR,e] = lqr(A,B,Q,R) % K - vektor stavového regulátoru, RR
- riešenie Riccatiho rovnice, e - póly uzavretého systému
```

Žiadané póly (vektor e) potom sú:

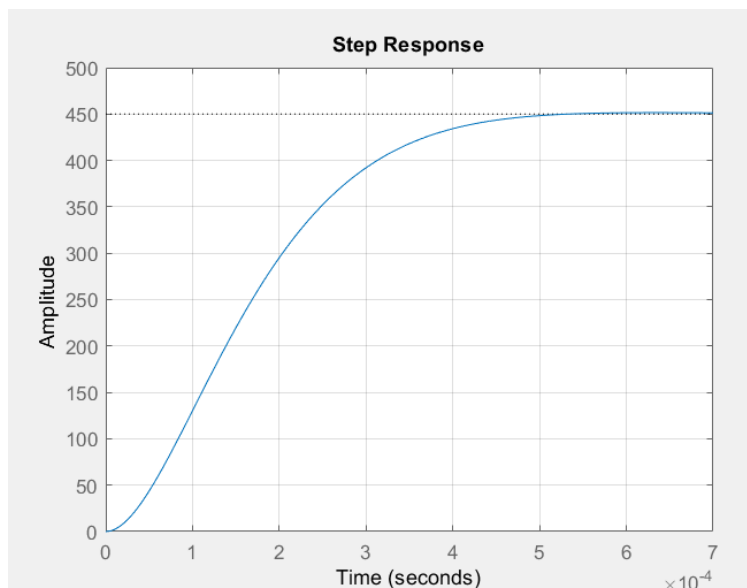
$$p_{1,2}^w = -8944 \pm 4957j. \quad (6.51)$$

Reálna časť pólov je v intervale $(-10\,000; 0)$, teda nepresiahla hodnotu $-10\,000$, čo je v poriadku.

Spätnoväzbový stavový vektor \mathbf{k}^T má potom vyjadrenie:

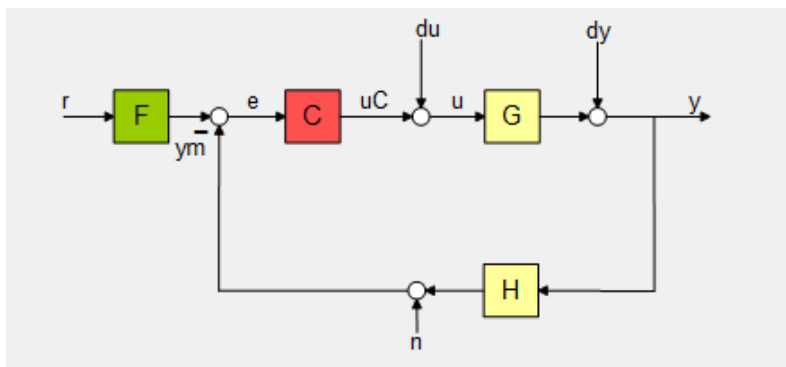
$$\mathbf{k}^T = (k_1 \quad k_2) = (4,45 \cdot 10^{-3} \quad 9 \cdot 10^{-12}). \quad (6.52)$$

Prechodová charakteristika riadeného systému je zobrazená na nasledujúcom obrázku. Je daná žiadanými pólmi.

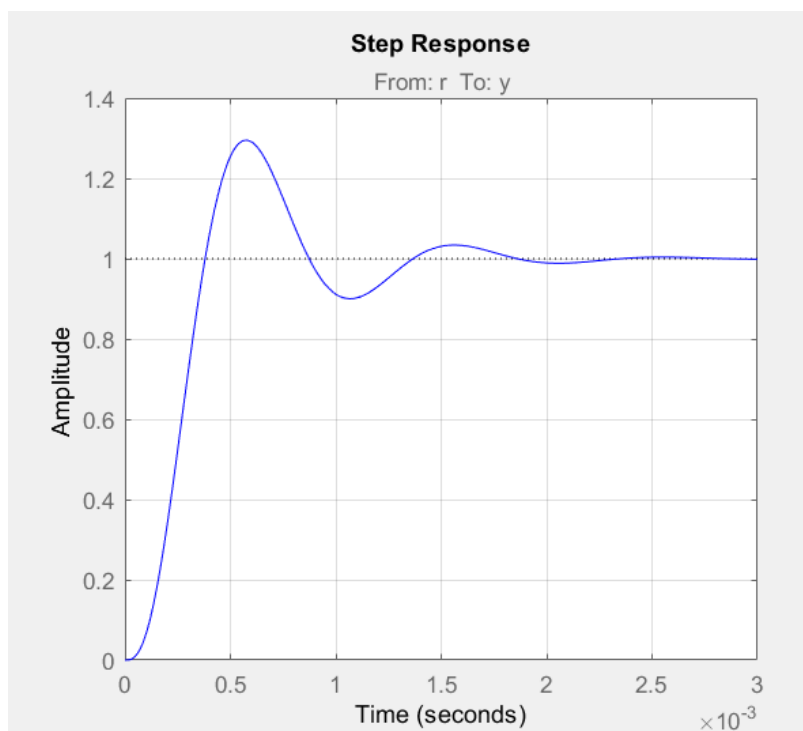


Obr. 6.25 Prechodová charakteristika riadeného systému – póly podľa LQR

Nastavenie zosilnenia integračného regulátoru K_I bude tentokrát ukázané cez nástroj *rltool*. V nástroji *rltool* je možné zvoliť si póly celej uzavretej slučky vrátane integračného regulátoru a tak nastaviť požadovanú prechodovú charakteristiku celej uzavretej slučky (riadený systém + integrátor). Iným spôsobom, ktorého dôsledok je rovnaký, je nastavenie zosilnenia v bloku *Compensator* (C) v nástroji *rltool*. Toto zosilnenie priamo odpovedá parametru K_I , ak sa do prenosu sústavy riadeného systému zahrnie aj prenos integrátora v základnom tvare, tzn. $\frac{1}{p}$. Prenos sústavy riadeného systému sa v nástroji *rltool* zadáva do bloku G.



Obr. 6.26 Regulačná štruktúra v nástroji *rltool*



Obr. 6.27 Prechodová charakteristika celej uzavretej slučky

Vstupom r na Obr. 6.26 je žiadaná hodnota výstupného fázového napätia. Výstupom y je skutočná hodnota fázového napätia. Obr. 6.26 odpovedá Obr. 3.11 a Obr. 3.12. Zosilnenie v bloku C bolo nastavené na hodnotu 13 pre získanie prechodovej charakteristiky podľa Obr. 6.27. Pre kontrolu, fázová bezpečnosť otvorenej slučky (zistená cez príkaz *margin*) potom vychádza $40,9^\circ$. Skript z Matlabu:

```
Freg = tf([1],[1 0]); % prenos regulátoru (integrátoru)
Fo = series(Freg,F_s);
rltool(Fo)
```

Pozn.: prenos F_s bol zadefinovaný v kapitole 6.6.1. V nástroji *rltool* je možné zobrazit prechodové charakteristiky celej uzavretej slučky aj pre predchádzajúce spôsoby voľby pólov (násobné póly, ITAE).

Priebeh žiadanej a skutočnej hodnoty výstupných fázových napätí a priebeh regulačných odchýliek výstupných fázových napätí sa nachádza v prílohe G.

6.7 Návrh kaskádnej regulácie striedača

Kaskádna regulácia pracuje s dvomi slučkami: nadradenou napäťovou a podriadenou prúdovou slučkou. Teoretický popis tohto spôsobu riadenia sa nachádza v kapitole 3.3. V napäťovej slučke sa reguluje výstupné fázové napätie, v prúdovej slučke sa reguluje prúd cez tlmivku 1. LC filtra.

6.7.1 Návrh regulátoru prúdu

Prúdová slučka je znázornená na Obr. 3.20. Prenosová funkcia sústavy v prúdovej slučke má vyjadrenie:

$$F_{si,VM} = F_{men,VM} \cdot F_{L_{filt},VM} \cdot K_{ci,VM}. \quad (6.53)$$

Z toho prenosová funkcia meniča má vyjadrenie:

$$F_{men,VM} = \frac{K_{men,VM}}{1 + p\tau_{men,VM}} = \frac{\frac{U_{DC}}{2}}{1 + p \frac{2T_{PWM,VM}}{2}}. \quad (6.54)$$

Časová konštanta meniča má hodnotu:

$$\tau_{men,VM} = \frac{2T_{PWM,VM}}{2} = \frac{2}{2f_{PWM,VM}} = \frac{2}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,05 \text{ ms}. \quad (6.55)$$

Prenosová funkcia tlmivky v sérii s parazitným odporom má vyjadrenie:

$$F_{L_{filt},VM} = \frac{1/R_{filt,VM}}{1 + p\tau_{L_{filt},VM}} = \frac{1/R_{filt,VM}}{1 + p \frac{L_{filt,VM}}{R_{filt,VM}}}. \quad (6.56)$$

Časová konštanta tlmivky má hodnotu:

$$\tau_{L_{filt},VM} = \frac{L_{filt,VM}}{R_{filt,VM}} = \frac{112,5 \cdot 10^{-6}}{0,01} = 11,25 \text{ ms}. \quad (6.57)$$

Zosilnenie čidla prúdu $K_{\check{c}i,VM}$ sa uvažuje 1. Po dosadení jednotlivých prenosov do prenosovej funkcie regulovanej sústavy prúdu (6.53) je možné nahradiť jej čitateľ jedným označením $K_{si,VM}$.

$$K_{si,VM} = K_{men,VM} \cdot \frac{1}{R_{filt,VM}} \cdot K_{\check{c}i,VM}. \quad (6.58)$$

Číselné vyjadrenie $K_{si,VM}$:

$$K_{si,VM} = \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{1}{R_{filt,VM}} \cdot K_{\check{c}i,VM} = \frac{900}{2} \cdot \frac{1}{0,01} \cdot 1 = 45000. \quad (6.59)$$

Potom prejde prenosová funkcia regulovanej sústavy prúdu do tvaru:

$$F_{si,VM} = \frac{K_{si,VM}}{(1 + p\tau_{men,VM})(1 + p\tau_{L_{filt},VM})}. \quad (6.60)$$

Sústava je statická, neintegračná, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda optimálneho modulu (OM). Prenos regulátoru má potom tvar:

$$F_{Ri,VM} = F_{O,OM} \cdot \frac{1}{F_{si,VM}} = \frac{1}{2\tau_{\sigma}p(1 + p\tau_{\sigma})} \cdot \frac{(1 + p\tau_{men,VM})(1 + p\tau_{L_{filt},VM})}{K_{si,VM}}. \quad (6.61)$$

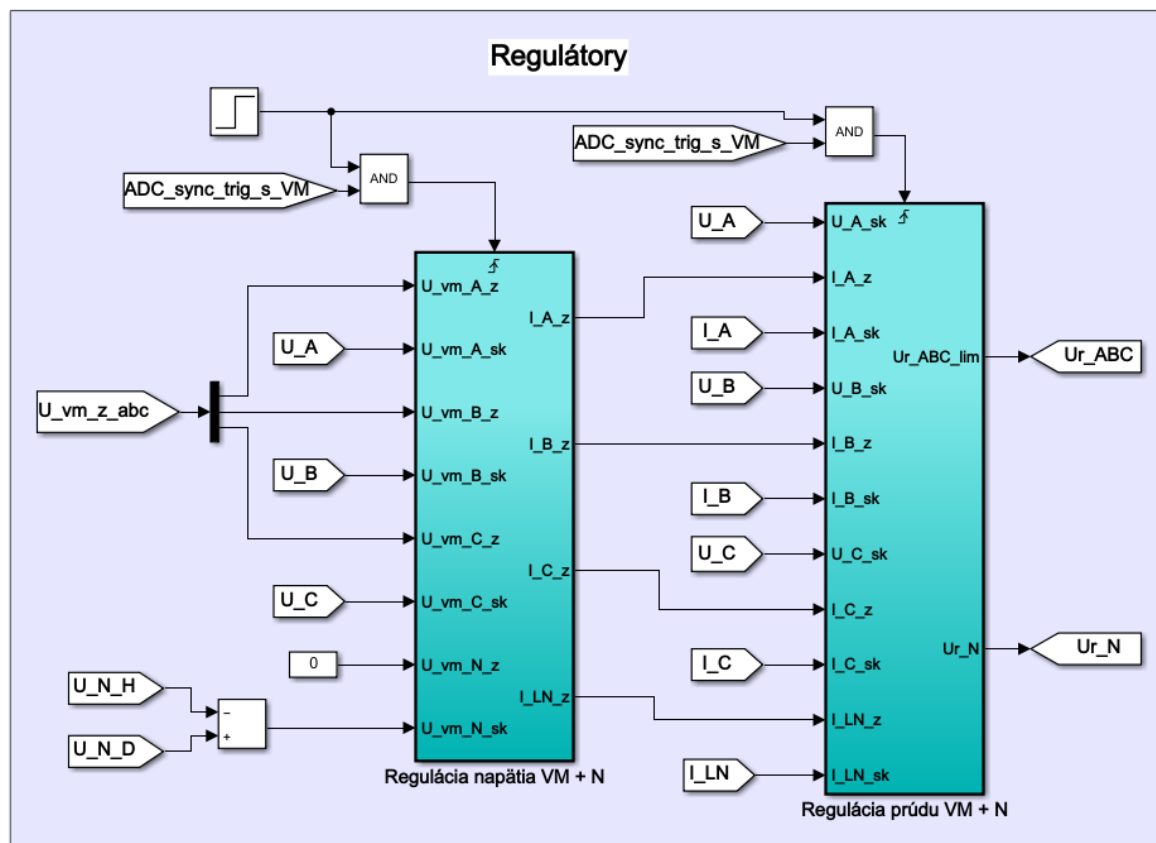
Časovú konštantu τ_{σ} zvolíme rovnú najmenšej časovej konštante, to znamená $\tau_{men,VM}$. Potom prejde prenos regulátoru do tvaru, z ktorého je viditeľná P a I zložka navrhovaného regulátoru:

$$F_{Ri,VM} = \frac{1}{2\tau_{men,VM} \cdot K_{si,VM} \cdot p} + \frac{\tau_{L_{filt},VM}}{2\tau_{men,VM} \cdot K_{si,VM}}. \quad (6.62)$$

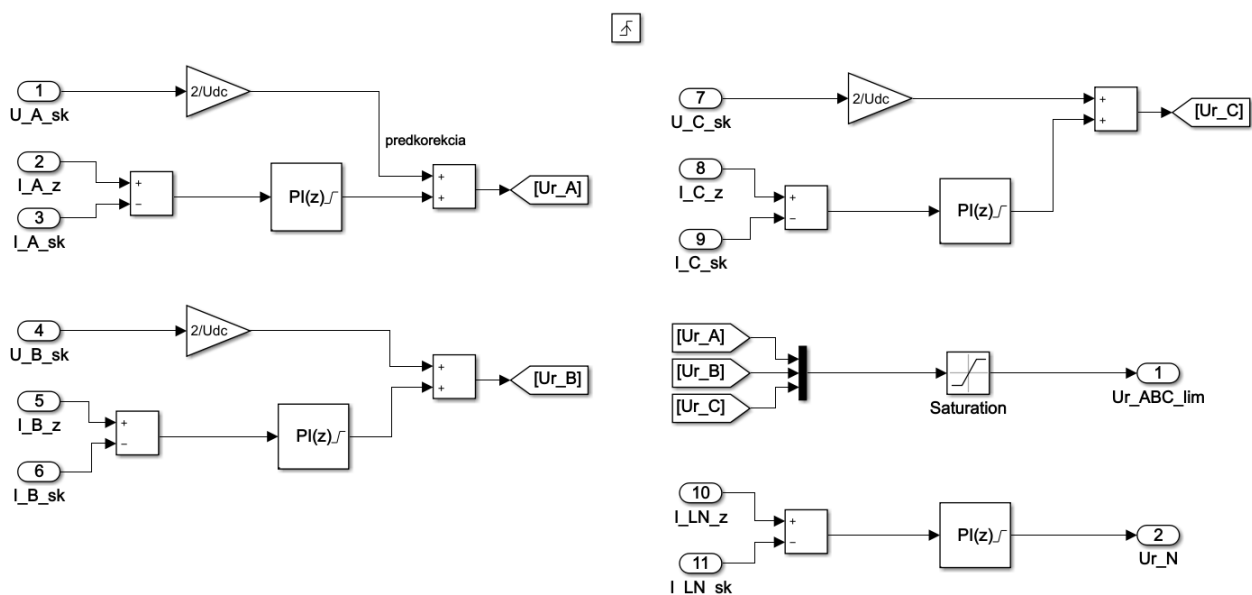
Číselné vyjadrenie prenosu regulátora je:

$$F_{Ri,VM} = 0,2222 \cdot \frac{1}{p} + 0,0025. \quad (6.63)$$

Znázornenie bloku kaskádnej regulácie a regulačnej štruktúry pre prúdovú slučku v Simulinku sa nachádza na nasledujúcich dvoch obrázkoch.



Obr. 6.28 Blok kaskádnej regulácie striedača



Obr. 6.29 Regulačná štruktúra prúdovej slučky striedača v Simulinku

Z Obr. 6.29 je vidieť, že k výstupu PI regulátoru je pripočítaný člen $u_{f,sk} \cdot \frac{2}{U_{DC}}$. Tento člen predstavuje lineárnu predkorekciu, čo spôsobí zníženie rozkmitu signálu z výstupu PI regulátoru. Hodnota $u_{f,sk} \cdot \frac{2}{U_{DC}} = u_{f,sk} \cdot \frac{1}{K_{men,VM}}$ predstavuje hodnotu riadiaceho signálu v ustálenom stave. Riadiaci signál má v ustálenom stave harmonický priebeh.

Navrhovaný PI regulátor prúdu je použitý v každej fáze samostatne. Výstupom každého regulátoru je riadiaci signál U_r pre príslušnú fázu striedača. Tento riadiaci signál sa ďalej spracováva v bloku PWM modulátoru, kde na princípe unipolárneho riadenia sú z neho odvodené dva riadiace signály ovládajúce spínanie horného a dolného tranzistoru príslušnej vetvy (fázy) striedača. Je žiadané, aby rozkmit riadiacich signálov $U_{rA,B,C}$ z výstupov regulátorov bol v rozsahu od -1 do 1, kvôli porovnaniu s trojuholníkovitým signálom v PWM modulátore. Preto sú v blokoch PI regulátorov nastavené nasledujúce hodnoty limitu výstupu: *Upper limit*: 1; *Lower limit*: -1. Použitá metóda *anti-windup*: *clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenená na: *Forward Euler*. *Time domain*: *Discrete-time*. Keďže je pridaná lineárna predkorekcia, je potrebné tiež použiť blok *Saturation* s nastavením *Upper limit*: 1; *Lower limit*: -1.

6.7.2 Návrh regulátoru napätia

Napäťová slučka je znázornená na Obr. 3.19. Prenosová funkcia sústavy pre napäťovú slučku má podľa Obr. 3.19 vyjadrenie:

$$F_{su,VM} = F_{wi,VM} \cdot \frac{1}{K_{\check{i},VM}} \cdot F_{C_{filt12,VM}} \cdot K_{\check{u},VM}, \quad (6.64)$$

kde člen

$$F_{wi,VM} = \frac{1}{1 + 2p\tau_{men,VM}} \quad (6.65)$$

predstavuje prenos uzavretej prúdovej slučky podľa optimálneho modulu. Zosilnenie čidla napätia $K_{\check{u},VM}$ sa uvažuje 1.

Prenosová funkcia paralelného spojenia dvoch kondenzátorov $C_{filt,VM}$ a $C_{filt2,VM}$ má vyjadrenie:

$$F_{C_{filt12,VM}} = \frac{1}{p(C_{filt,VM} + C_{filt2,VM})}. \quad (6.66)$$

Po dosadení jednotlivých prenosov do prenosovej funkcie sústavy napäťovej slučky je možné nahradiť jej čitateľ jedným členom $K_{su,VM}$:

$$K_{su,VM} = \frac{K_{\check{u},VM}}{K_{\check{i},VM} \cdot (C_{filt,VM} + C_{filt2,VM})}. \quad (6.67)$$

Číselné vyjadrenie $K_{su,VM}$:

$$K_{su,VM} = \frac{1}{1 \cdot (60 \cdot 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-6})} = 11765. \quad (6.68)$$

Potom prejde prenosová funkcia $F_{su,VM}$ do tvaru:

$$F_{su,VM} = \frac{K_{su,VM}}{(1 + 2p\tau_{men,VM})p}. \quad (6.69)$$

Pri návrhu regulátoru napätia pre vetvu N bolo tiež uvažované oneskorenie zohľadňujúce vzorkovanie čidla napätia o hodnote $\frac{2T_{PWM,VM}}{2}$. Toto oneskorenie je tak isto prítomné aj u napäťovej slučky striedača. Jeho vynechaním sa však zrýchli navrhovaný PI regulátor, čo sa v prípade striedača priaznivo prejaví v zmenšení regulačnej odchýlky napätia. Preto ponecháme prenosovú funkciu sústavy napäťovej slučky bez zmeny (rovnica (6.69)).

Sústava je astatická, integračná, preto bude pre návrh regulátoru použitá metóda symetrického optima (SO). Prenos regulátoru má potom tvar:

$$F_{Ru,VM} = F_{O,SO} \cdot \frac{1}{F_{su,VM}} = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma^2(1 + p\tau_\sigma)} \cdot \frac{(1 + 2p\tau_{men,VM})p}{K_{su,VM}}. \quad (6.70)$$

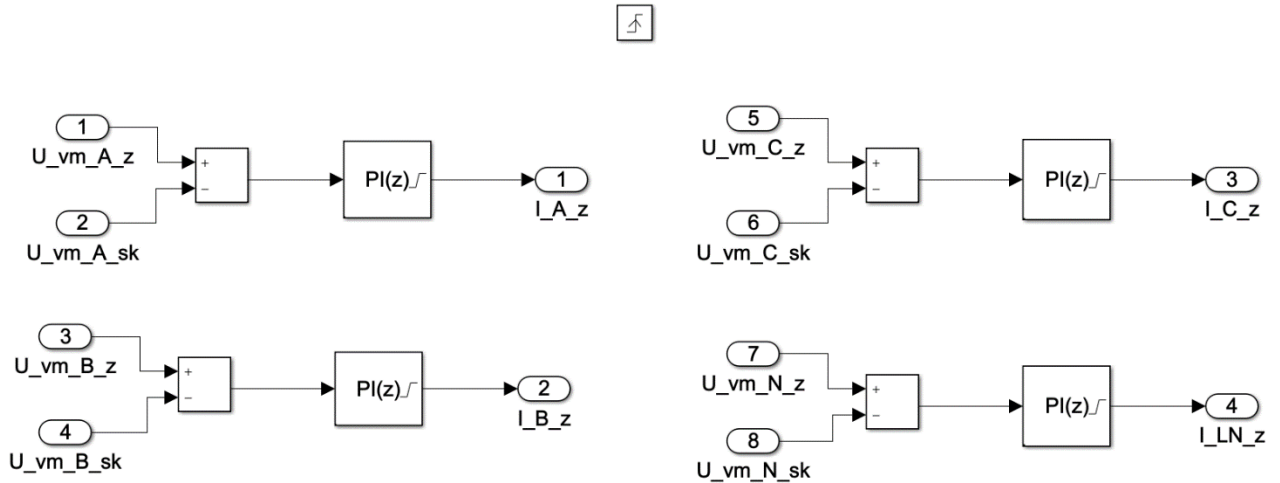
Časovú konštantu τ_σ položíme rovnú $2\tau_{men,VM}$. Potom prejde prenos regulátoru napätia do tvaru:

$$\begin{aligned} F_{Ru,VM} &= \frac{1 + 4p(2\tau_{men,VM})}{8p(2\tau_{men,VM})^2 \cdot K_{su,VM}} = \\ &= \frac{1}{8(2\tau_{men,VM})^2 \cdot K_{su,VM} \cdot p} + \frac{1}{2(2\tau_{men,VM}) \cdot K_{su,VM}}. \end{aligned} \quad (6.71)$$

Z rovnice (6.71) je vidieť, že regulátor napätia je typu PI. Jeho číselné vyjadrenie je nasledovné:

$$F_{Ru,VM} = 1062,5 \cdot \frac{1}{p} + 0,4250. \quad (6.72)$$

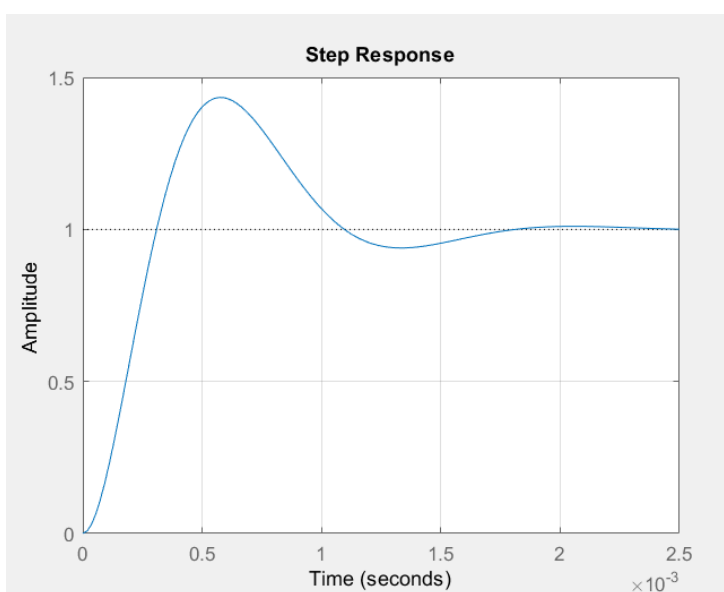
Znázornenie regulačnej štruktúry pre napäťovú slučku striedača v Simulinku je na nasledujúcom obrázku.



Obr. 6.30 Regulačná štruktúra napäťovej slučky striedača v Simulinku

Regulátor napätia je opäť použitý pre každú fázu samostatne. Výstupom regulátoru napätia je žiadaný prúd cez tlmivku prvého LC filtra ($L_{filt,VM}$) príslušnej fázy. Je vhodné veľkosť tohto prúdu obmedziť. Preto hodnoty limitu výstupu v blokoch PI regulátorov sú nastavené nasledovne: *Upper limit*: 200; *Lower limit*: -200. Použitá metóda *anti-windup: clamping*. *Integrator method* ostáva nezmenené na: *Forward Euler*. *Time domain: Discrete-time*. Hodnoty prúdov ± 200 A súvisia s dimenzovaním tranzistorov vetiev striedača v reálnej aplikácii.

Prechodová charakteristika uzavretej napäťovej slučky (Obr. 3.19) sa nachádza na nasledujúcom obrázku. Je možné vidieť očakávaný prechod 43 % podľa návrhu cez metódu symetrického optima. Táto metóda zabezpečí fázovú bezpečnosť otvorenej slučky 37° . Prechodovú charakteristiku podľa Obr. 6.31 je možné porovnať s prechodovou charakteristikou na Obr. 6.27 (návrh stavového riadenia cez LQR).



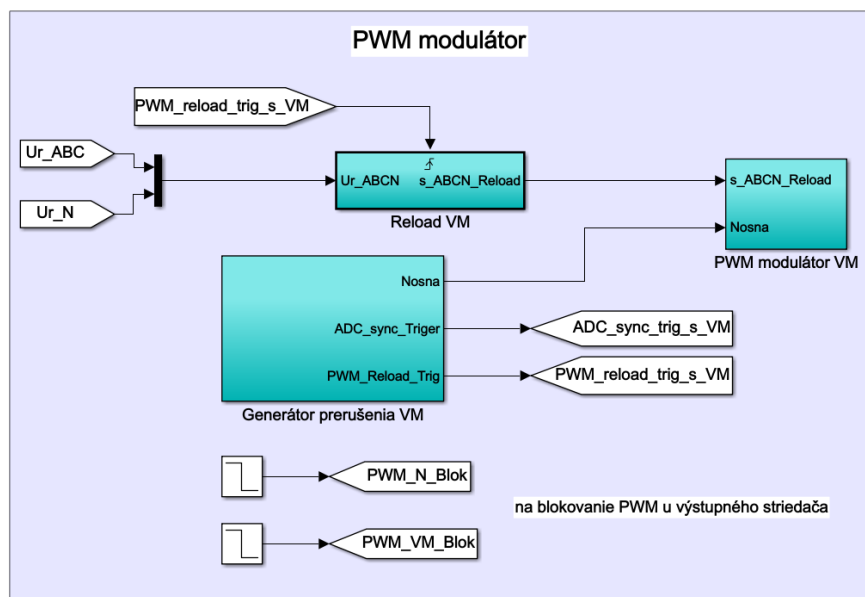
Obr. 6.31 Prechodová charakteristika uzavretej napäťovej slučky striedača u kaskádnej regulácie

Priebeh žiadanej a skutočnej hodnoty výstupných fázových napätí a priebeh regulačných odchýliek výstupných fázových napätí sa nachádza v prílohe E.

6.8 Blok PWM modulátoru

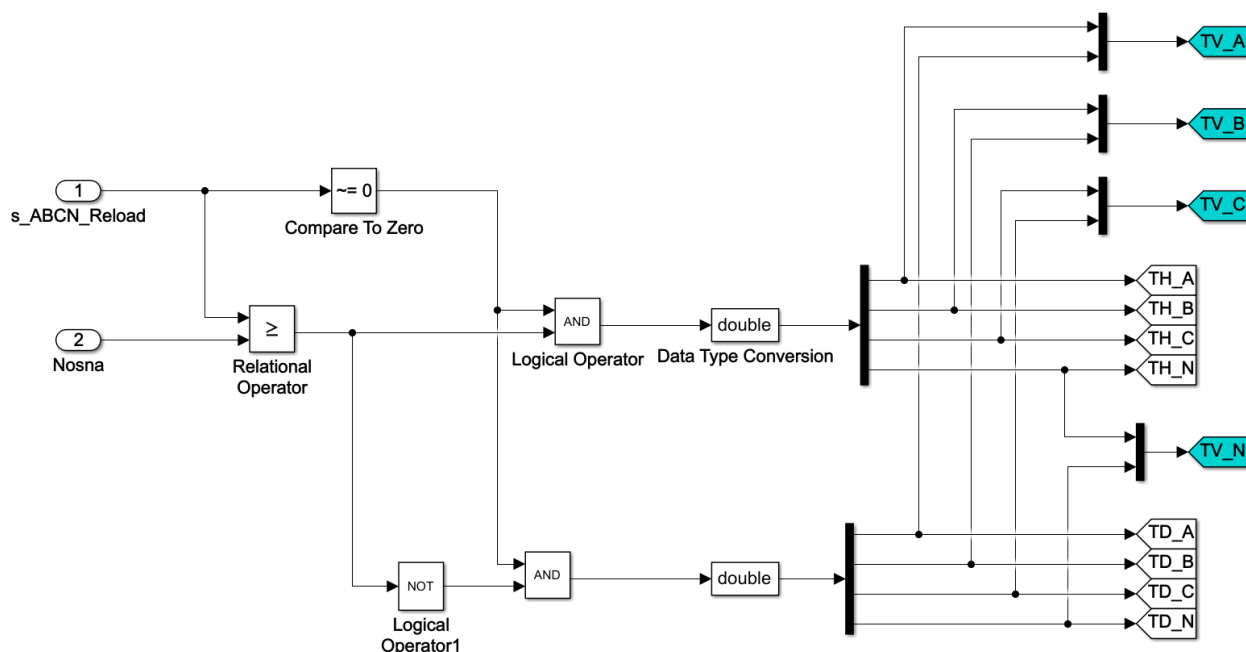
Blok PWM modulátoru spracováva riadiace signály z regulátorov prúdu v prípade kaskádnej regulácie alebo riadiace signály generované štruktúrami stavového riadenia. V oboch prípadoch sa na základe týchto signálov v bloku PWM modulátoru vytvoria signály ovládajúce spínanie tranzistorov príslušných vetiev na princípe unipolárneho riadenia. Tento typ riadenia predpokladá jeden šírkový modulátor (komparátor) pre každú vetvu. Na jeden vstup všetkých komparátorov sa privádza spoločný nosný trojuholníkovitý signál. Na druhé vstupy komparátorov sa privádzajú práve vyššie spomínané riadiace signály ($U_{rA,B,C,N}$). Signál vystupujúci priamo z komparátoru potom ovláda spínanie horného tranzistoru vetvy. Invertorom negovaný signál z výstupu komparátoru potom ovláda spínanie dolného tranzistoru vetvy. Unipolárne riadenie je tiež použité u aktívneho usmerňovača. [8]

Blok PWM modulácie zo Simulinku sa nachádza na nasledujúcom obrázku.



Obr. 6.32 Blok PWM modulátoru zo Simulinku pre striedač

Vysvetlenie a zapojenie jednotlivých subblokov na Obr. 6.32 sa nachádza v kapitole 5.6. Nosný signál má frekvenciu 20 kHz. Zapojenie subbloku *PWM modulátor VM* je na nasledujúcom obrázku.

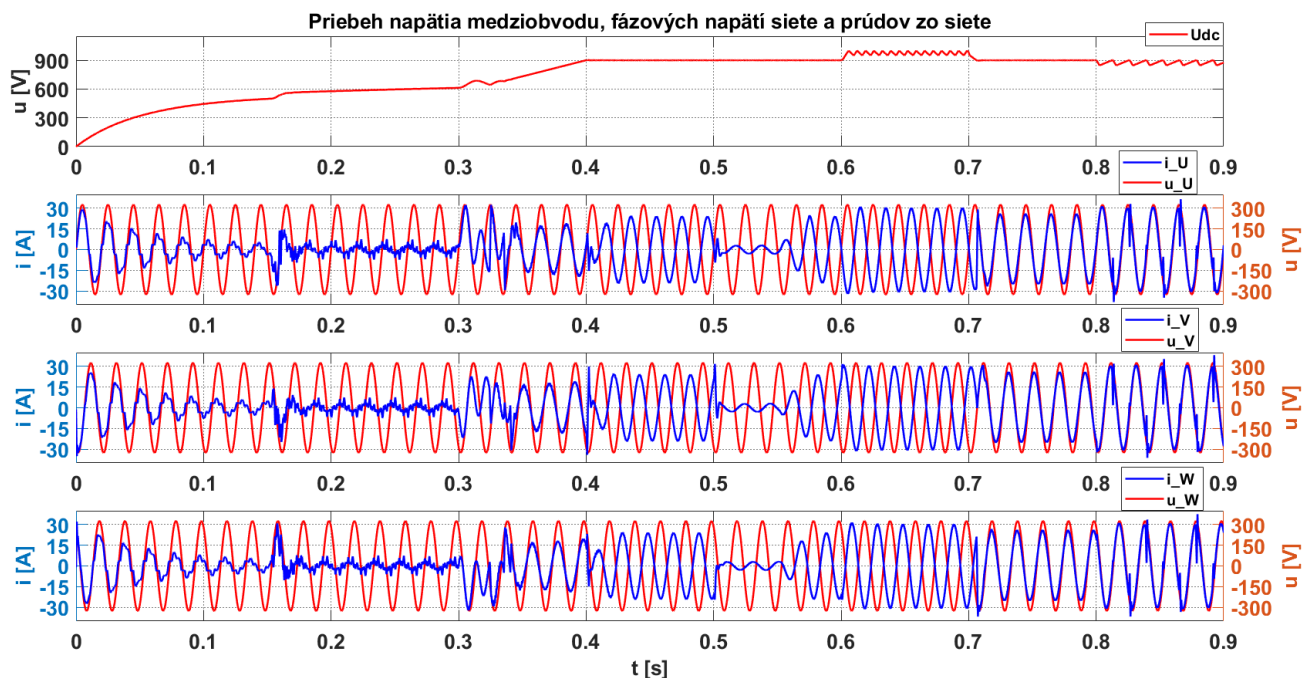


Obr. 6.33 Subblok PWM modulátoru pre striedač

Blok *Relational Operator* modeluje komparátor. Blok s funkciou *NOT* modeluje invertor a neguje signál z komparátoru. Blok *Compare to Zero* má nulový výstup do času 400 ms, čo je čas, kedy sa začína regulácia výstupného napätia striedača. Po tomto čase už má výstup trvale hodnotu 1. Znamená to tiež, že tranzistory striedača sú do času 400 ms vypnuté. Modro podfarbené signály *TV_A, B, C, N* sú privedené ku blokom jednotlivých vetiev A, B, C, N na Obr. 6.1 a Obr. 6.2.

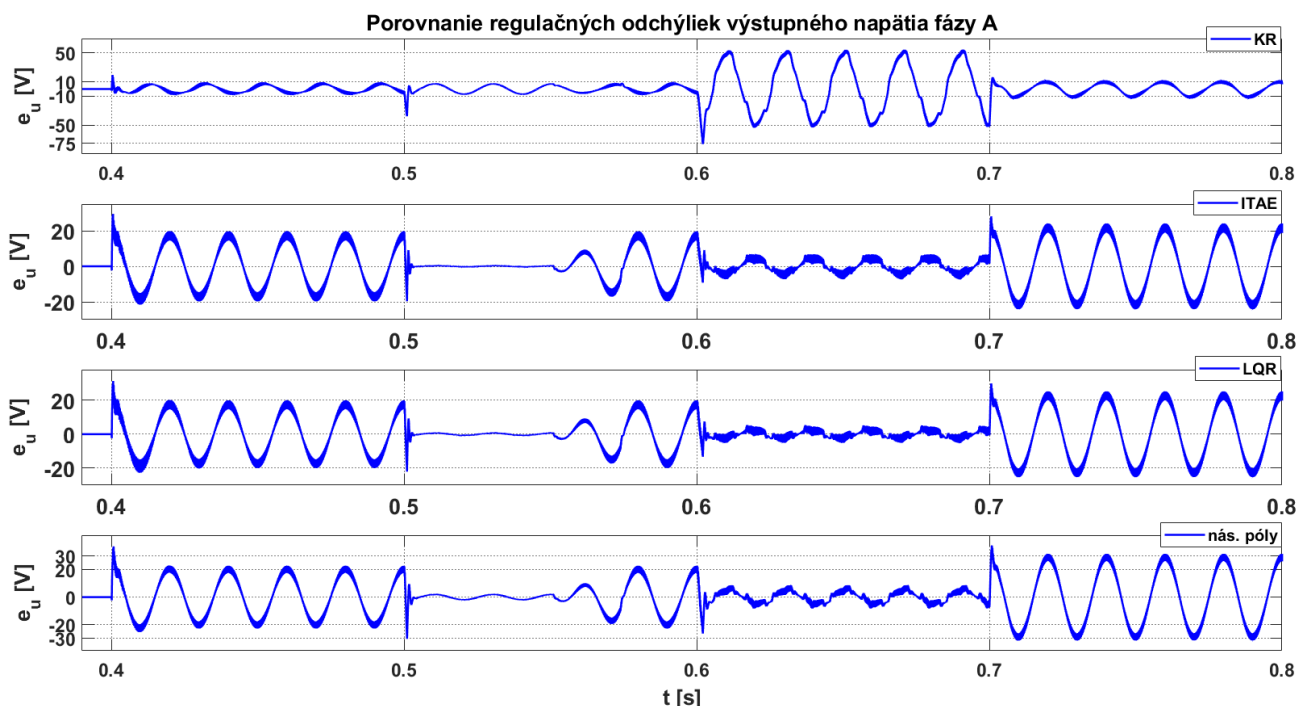
6.9 Zobrazenie priebehov

Časť priebehov bude zobrazená v tejto kapitole a časť v prílohách.



Obr. 6.34 Priebeh napätia medziobvodu, fázových napätí siete a prúdov odoberaných zo siete

Priebehy na Obr. 6.34 je možné rozdeliť na niekoľko častí. V čase od 0 s do približne 0,16 s prebieha nabíjanie kondenzátoru medziobvodu cez rozbehové odpory. V čase 0,16 s sú rozbehové odpory premostené. Do 0,3 s prebieha fázovanie fázového závesu. Od 0,3 s do 0,4 s sa reguluje napätie medziobvodu na žiadanú hodnotu 900 V. Od 0,4 s do 0,6 s je z aktívnej záťaže dodávaný do striedača výkon 12 kW (neplatí pri zníženom napätí striedača od 0,5 s do 0,57 s). Dodávanie výkonu z aktívnej záťaže je možné vidieť aj na priebehu sieťových prúdov do aktívneho usmerňovača. Prúdy sú v protifáze s napätiami. Účinník je rovný mínus jednej. V čase od 0,6 s do 0,7 s je z aktívnej záťaže dodávaný do striedača výkon 75 kW. Tento výkon sa však pri prekročení napätia medziobvodu 1000 V marí na brzdnom odpore, a tak vstupné fázové prúdy nepresiahnu povolenú hodnotu. Pripojením brzdného odporu paralelne ku kondenzátoru medziobvodu klesá tiež napätie medziobvodu smerom k žiadanej hodnote 900 V. Pri podkročení 950 V sa brzdný odpor odpojí. V čase od 0,7 s do 0,8 s prebieha odber výkonu 12 kW odporovou záťažou. Vstupné sieťové prúdy do aktívneho usmerňovača sú vo fáze s napätiami, účinník je rovný jednej. Od 0,8 s do 0,9 s prebieha odber výkonu 75 kW prostredníctvom odporovej záťaže. Takto vysokému odberu je však zamedzené znížením výstupného napätia striedača a vstupné fázové prúdy tak nepresiahnu povolenú hodnotu 30 A v amplitúde (danú obmedzením prúdov i_d , resp. i_q v regulátore napätia medziobvodu v časti aktívneho usmerňovača, rovnica (2.13)). Prúdy sú tak isto vo fáze s napätiami siete.

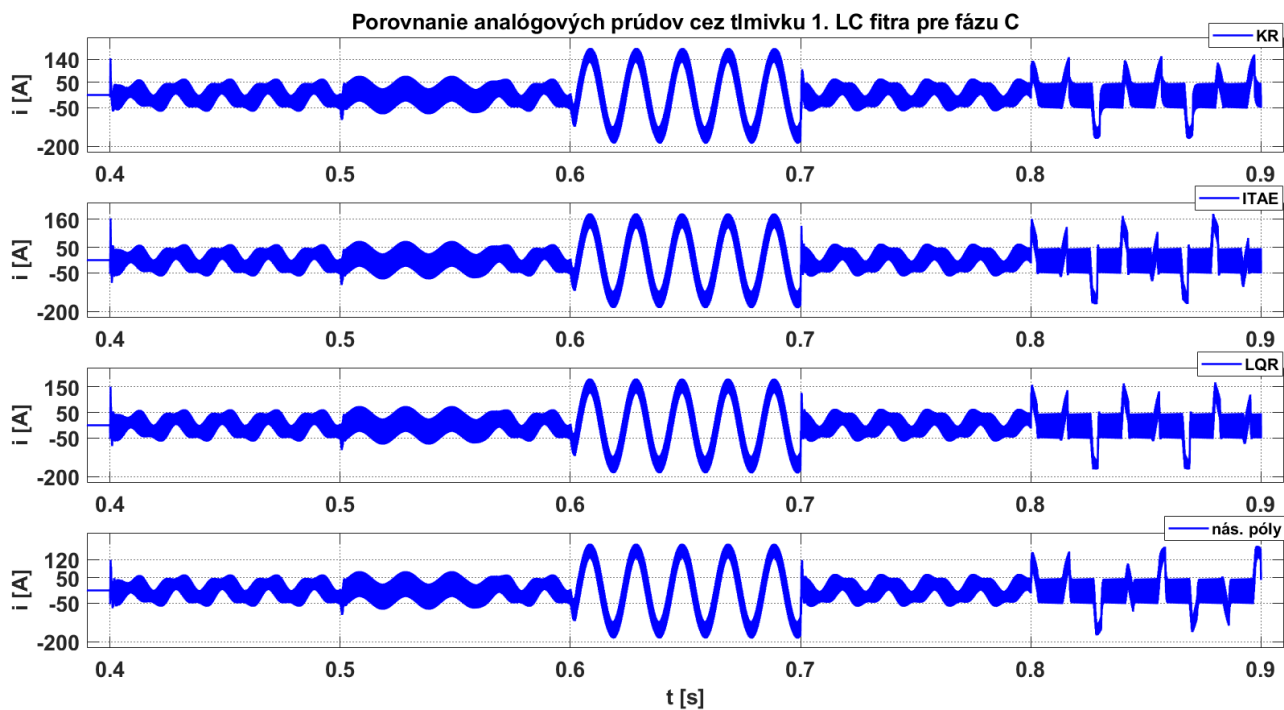


Obr. 6.35 Porovnanie regulačných odchýliek výstupného napätia fázy A pre 4 rôzne spôsoby riadenia ($U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$)

Obr. 6.35 prehľadne zobrazuje regulačné odchýlky napätia fázy A striedača pre 4 popisované spôsoby riadenia. Na základe týchto priebehov je možné vyvodiť záver, že kaskádna regulácia poskytuje menšiu odchýlku napätia pri dodávaní/odbere menovitého výkonu, zatiaľ čo stavová regulácia zabezpečuje nižšiu odchýlku pri dodávaní maximálneho výkonu 75 kW z aktívnej záťaže do striedača. Presnosť regulácie je požadovaná pri menovitom stave. Dôvodom nižšej odchýlky u kaskádnej regulácie je zrýchlenie regulátoru napätia pri návrhu (kapitola 6.7.2). Zrýchlením regulátoru sa však posúva medza stability. Zo zobrazených priebehov je vidieť, že systém je stabilný. V reálnej aplikácii však môže byť medza stability mierne posunutá voči modelu. Na Obr. 6.35 nie je zachytený odber 75 kW do odporovej záťaže, pretože odchýlky pri tomto odbere sú omnoho vyššie u každého typu riadenia a obrázok by sa stal málo čitateľným. Najväčšia odchýlka je v čase prechodu žiadanej hodnoty (znázornené v prílohe A).

Obr. 6.36 zobrazuje výstupné prúdy striedača cez tlmivku 1. LC filtra pre fázu C pre 4 popisované spôsoby riadenia. Najmenší prúdový prekmit na začiatku regulácie (120 A) má stavové riadenie s násobnými pólmi riadeného systému a najväčší prekmit prúdu (160 A) má stavové riadenie s pólmi riadeného systému podľa kritéria ITAE.

Výhodou kaskádnej regulácie je možnosť prúdového obmedzenia. Stavové riadenie umožňuje prúdové obmedzenie prostredníctvom LQR, čo je však kompromis medzi veľkosťou prúdu a presnosťou regulácie napätia. Ideálnou riadiacou štruktúrou by bola paralelná regulačná štruktúra, ktorá by kombinovala stavové riadenie a paralelný regulátor prúdu. Tu by však bolo potrebné u stavového riadenia využiť integrátor s dynamickým obmedzovaním, tzn. s premenlivým obmedzením výstupu počas simulácie. Takýto regulátor sa nenachádza v knižniciach Simulinku, no je možné ho vytvoriť ručne.



Obr. 6.36 Porovnanie analógových (nevzorkovaných) priebehov prúdov cez tlmičku 1. LC filtra pre fázu C ($U_{f,ef} = 230$ V, $f = 50$ Hz)

ZÁVER

Dosiahnutie cieľov práce bolo uskutočnené prostredníctvom vytvorenia modelu trojfázového aktívneho usmerňovača a trojfázového striedača v programe Matlab Simulink spolu s popisom ich činnosti. Model aktívneho usmerňovača bol vytvorený na základe zadaných parametrov obvodových prvkov a požadovaného menovitého výkonu 12 kW s možnosťou rekuperácie. Zvolená frekvencia pulzne-šírkovej modulácie bola 25 kHz a napätie medziobvodu 900 V. Model bol vytvorený v diskretnej podobe s riadením v dq sústave. Pridaná regulačná štruktúra zabezpečuje udržanie fázových prúdov a napätia medziobvodu v bezpečných medziach. Požiadavky kladené na usmerňovač boli splnené, čoho dôkazom sú priebehy veličín zobrazené na konci kapitoly 5. Vstupné fázové prúdy majú sínusový tvar a sú vo fáze s napätím, resp. pri rekuperácii energie v protifáze.

Neoddeliteľnou súčasťou obvodov riadenia trojfázového aktívneho usmerňovača je fázový záves, ktorému je venovaná 4. kapitola. Kapitola obsahuje výpočet parametrov potrebných pre návrh regulátoru vo fázovom závесе, a to pre rôzne možnosti porovnávaných signálov na vstupe a v spätnej väzbe. Model fázového závesu bol vytvorený v diskretnej podobe a bol použitý v modeli usmerňovača. Priebehy zobrazené na konci kapitoly 4 dokazujú, že fázový záves pracuje správne, a to aj za podmienok prítomnosti rušenia vo vstupnom fázovom napätí. Fázový záves pracuje správne aj pri kolísaní napätia siete.

Požiadavky kladené na trojfázový striedač boli splnené. Striedač umožňuje nezávislé nastavenie parametrov výstupných fázových napätí pre každú fázu zvlášť. Konkrétne umožňuje nastavenie amplitúdy, frekvencie, fázového posunu a posunu voči vodorovnej osi pre fázové napätie každej fázy osobitne. Je schopný prenášať menovitý výkon 12 kW oboma smermi, a výkon 75 kW odoberať z aktívnej záťaže, pričom veľká časť tohto výkonu sa marí na brzdom odpore v medziobvode. Striedač v modeli je pre porovnanie riadený dvomi spôsobmi, buď kaskádnu reguláciou alebo stavovým riadením. V prípade stavového riadenia bol striedač modelovaný za predpokladu troch rôznych spôsobov voľby pólov, ktorými sú voľba násobných reálnych pólov, voľba pólov cez kritérium ITAE a voľba cez lineárny kvadratický regulátor LQR.

Z porovnania regulačných odchýliek výstupných fázových napätí vyplýva, že kaskádna regulácia zabezpečuje menšiu odchýlku pri dodávaní a odbere menovitého výkonu, zatiaľ čo stavové riadenie vykazuje nižšiu odchýlku pri odbere 75 kW z aktívnej záťaže. Dôraz na presnosť regulácie je kladený pri dodávaní/odbere menovitého výkonu. Dôvodom nižšej odchýlky u kaskádnej regulácie je fakt, že pri návrhu regulátorov bol regulátor napätia zrýchlený. Systém ostal stále stabilný. Ak by regulátor napätia nebol úmyselne zrýchlený, tak odchýlky u kaskádnej regulácie by boli vyššie ako u stavového riadenia. Zrýchlenie regulátoru znamená, že konštanty K_p a K_I v prenose regulátoru sú vyššie.

Výhodou kaskádnej regulácie je možnosť nastavenia prúdového obmedzenia. Stavové riadenie umožňuje aplikovať prúdové obmedzenie prostredníctvom LQR, čo je však kompromis medzi presnosťou regulácie napätia a veľkosťou prúdu. Preto najvhodnejšou riadiacou štruktúrou by bola paralelná regulačná štruktúra kombinujúca stavové riadenie a paralelný regulátor prúdu. Stavové riadenie, navrhnuté s dôrazom na presnosť regulácie fázového napätia by bolo využívané primárne a pri prekročení povolenej hodnoty prúdu tlmivkou by riadenie prebral paralelný regulátor prúdu, ktorý by obmedzil prúd. Tu by však

bolo potrebné dynamicky obmedzovať výstup integrátora u stavového riadenia v čase, keď stavové riadenie nie je aktívne. Dynamické obmedzovanie integrátora znamená obmedzovanie jeho výstupu na premenlivej hodnote počas simulácie. Takýto typ regulátoru sa však nenachádza v knižniciach Simulinku, no je možné ho vytvoriť ručne.

Ďalšou možnosťou riadenia striedača je využitie paralelne-rezonančných regulátorov (PR regulátorov), u ktorých je integrátor navrhnutý tak, aby mal nekonečné zosilnenie na zvolenej frekvencii, tu 50 Hz. Naproti tomu, u štandardných PI regulátorov má integrátor nekonečné zosilnenie na nulovej frekvencii, teda pre jednosmerný signál. Všeobecne PR regulátor funguje správne pre ustálený stav, no pre prechodný stav vplyvom odznievania rezonancií nie je vhodný. Jednou z požiadaviek na striedač je práve možnosť rýchlej zmeny parametrov napätia v ráde milisekúnd.

Aj keď sú v kaskádnej regulácii použité PI regulátory na striedavý žiadaný signál, vykazujú uspokojivé výsledky. Tu záleží na rýchlosti PI regulátoru a na rýchlosti riadeného systému. Riadený systém, teda striedač, je možné považovať za dostatočne rýchly, pretože frekvencia PWM je 20 kHz a frekvencia signálu žiadanej hodnoty 50 Hz. V prípade striedavého žiadaného signálu sa však nepodarí odstrániť chybu v amplitúde a fáze. Táto chyba narastá s frekvenciou. Odchýlka sa prejaví v rámci jednej periódy striedavého signálu a opakuje sa periodicky. Najväčšia odchýlka nastáva pri prechode napätia nulou, pretože v tomto čase je najväčšia strmosť zmeny žiadanej hodnoty.

Literatúra

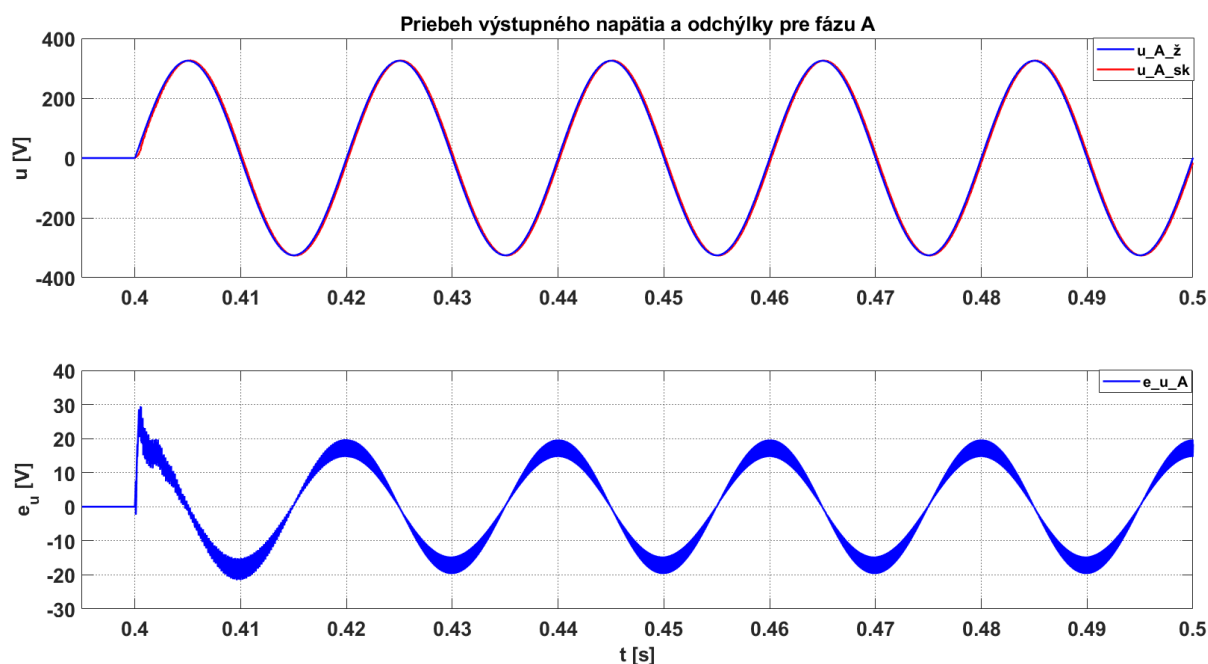
- [1] [online]. [cit. 2020-01-07]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/discovery/what-is-matlab.html>
- [2] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/products/simscape.html>
- [3] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/products/simpower.html.html>
- [4] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/simulink/>
- [5] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z: <https://www.wolframalpha.com/>
- [6] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/abctoalphabetazeroalpha betazerotoabc.html>
- [7] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/alphabetazerotodq0dq0toalphabetazero.html>
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 2. Skriptum FEKT, VUT Brno: Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno, 2005.
- [9] *Striedavé pohony - prednáška o trojfázových obvodoch*. Brno, 2019. Dostupné také z:
<https://www.vutbr.cz/studenti/predmety/detail/211346>
- [10] [online]. [cit. 2020-01-08]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/abctodq0dq0toabc.html>
- [11] BACHA, Seddik, Iulian MUNTEANU a Antoneta Iuliana BRATCU. *Power electronic converters modeling and control: with case studies*. London: Springer, 2014. Advanced textbooks in control and signal processing. ISBN 978-1-4471-5477-8.
- [12] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno: Tepelné jevy, činný výkon*. Brno, 2005.
- [13] VÍTEČKOVÁ, Miluše a Antonín VÍTEČEK. *Stavové řízení*. Ostrava, 2016. ISBN 978-80-248-3900-4.
- [14] [online]. [cit. 2020-05-05]. Dostupné z:
<https://www.mathworks.com/help/control/ref/place.html#bq1no8b-1>
- [15] BLAHA, Petr a Petr VAVŘÍN. *Řízení a regulace I. Skriptum, FEKT, VUT Brno*.
- [16] SKALICKÝ, Jiří. *Stavové řízení elektrických pohonů*. Brno, 2009.

Zoznam príloh

Príloha A.....	121
Príloha B.....	121
Príloha C.....	122
Príloha D.....	122
Príloha E.....	124
Príloha F.....	125
Príloha G.....	126
Príloha H.....	127
Príloha I.....	128
Príloha J – Skript pre stavové riadenie striedača (násobné póly, ITAE) + aktívny usmerňovač.....	129
Príloha K – Skript pre stavové riadenie striedača (LQR).....	135
Príloha L – Skript pre kaskádnu reguláciu striedača.....	137

Príloha A

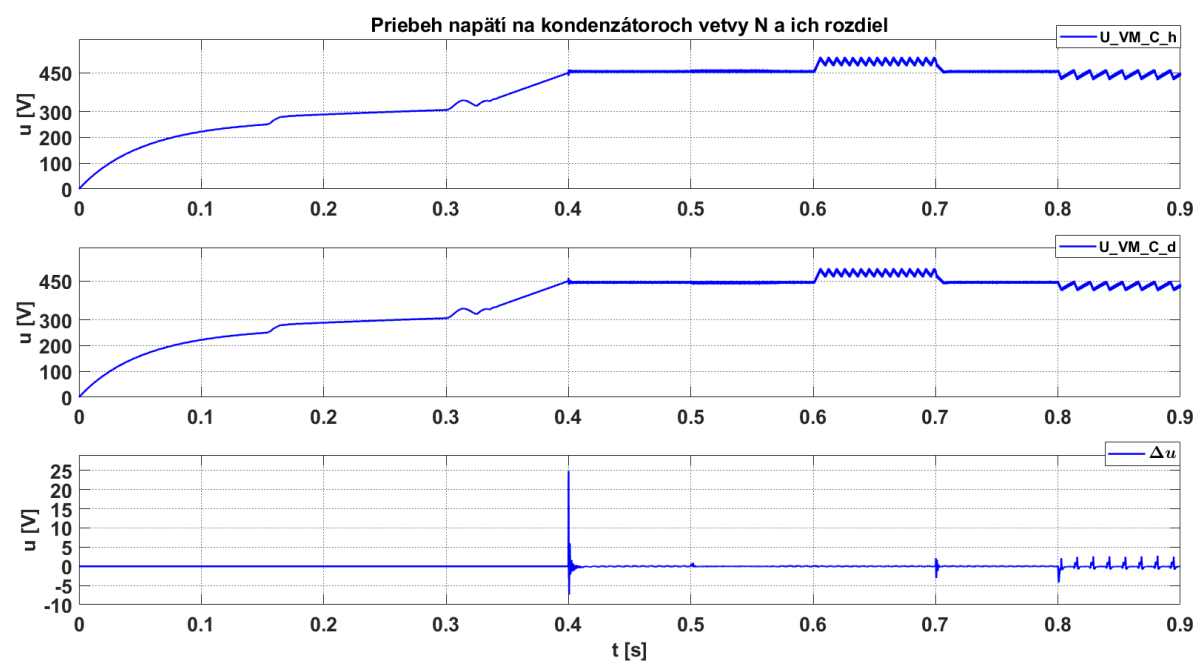
Nasledujúci obrázok dokazuje, že najväčšia odchýlka výstupného fázového napätia striedača je pri prechode žiadaného napätia nulou.



Obr. A.1 Priebeh výstupného napätia a odchýlky pre fázu A – stavové riadenie (ITAE)
($U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$)

Príloha B

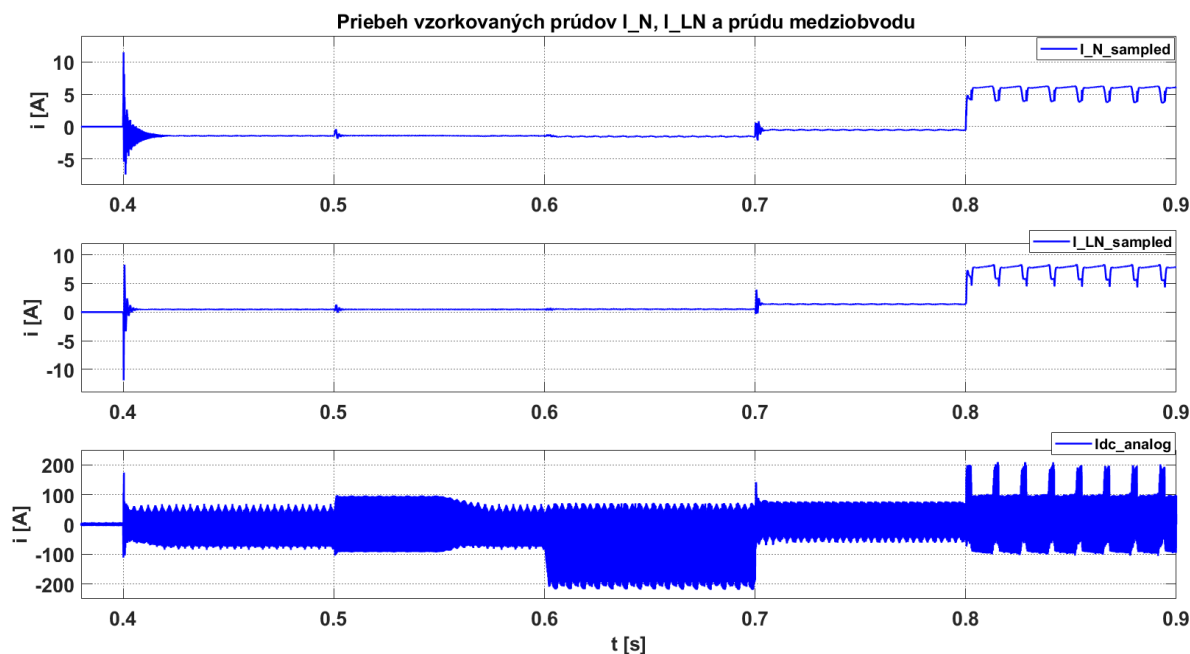
Nasledujúci obrázok znázorňuje priebehy napätí na kondenzátoroch vetvy N. Žiadaná hodnota napätia na oboch kondenzátoroch je 450 V, pretože ich rozdiel má byť 0 V.



Obr. B.1 Priebeh napätia na kondenzátoroch vetvy N a ich rozdiel

Príloha C

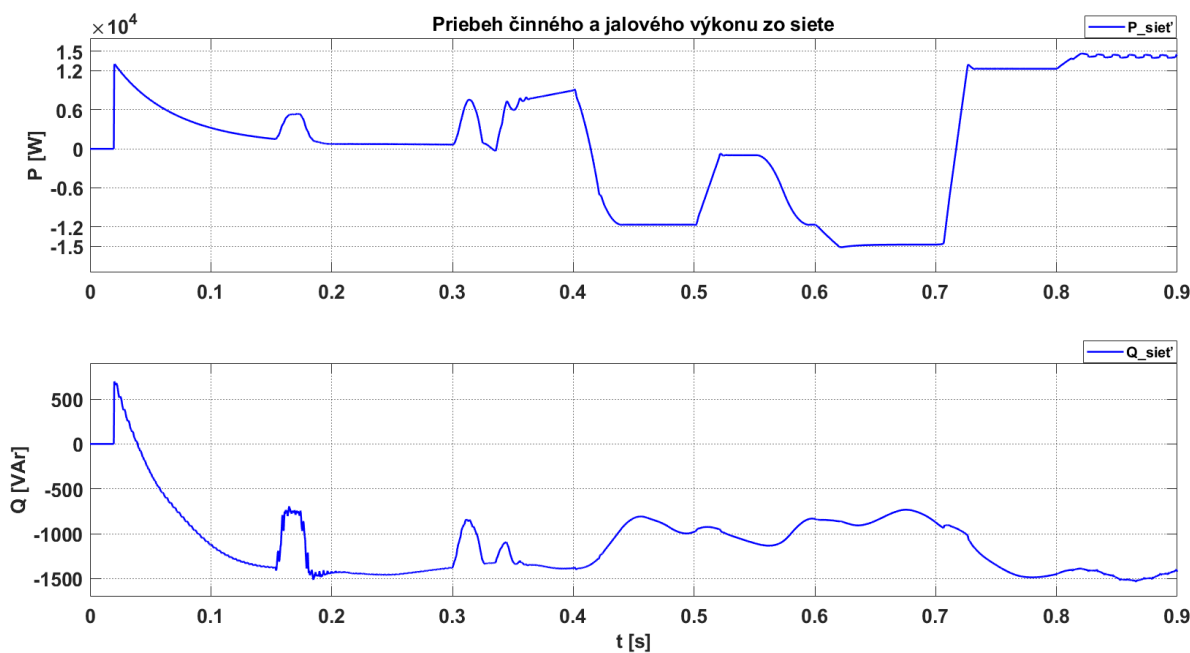
Na nasledujúcom obrázku sú zobrazené tieto prúdy: prúd cez nulový vodič (vzorkovaný priebeh, označený $I_{N_sampled}$), prúd cez tlmivku filtra pre vetvu N (vzorkovaný priebeh, označený $I_{LN_sampled}$) a prúd odoberaný z medziobvodu (analogový priebeh, označený I_{dc_analog}).



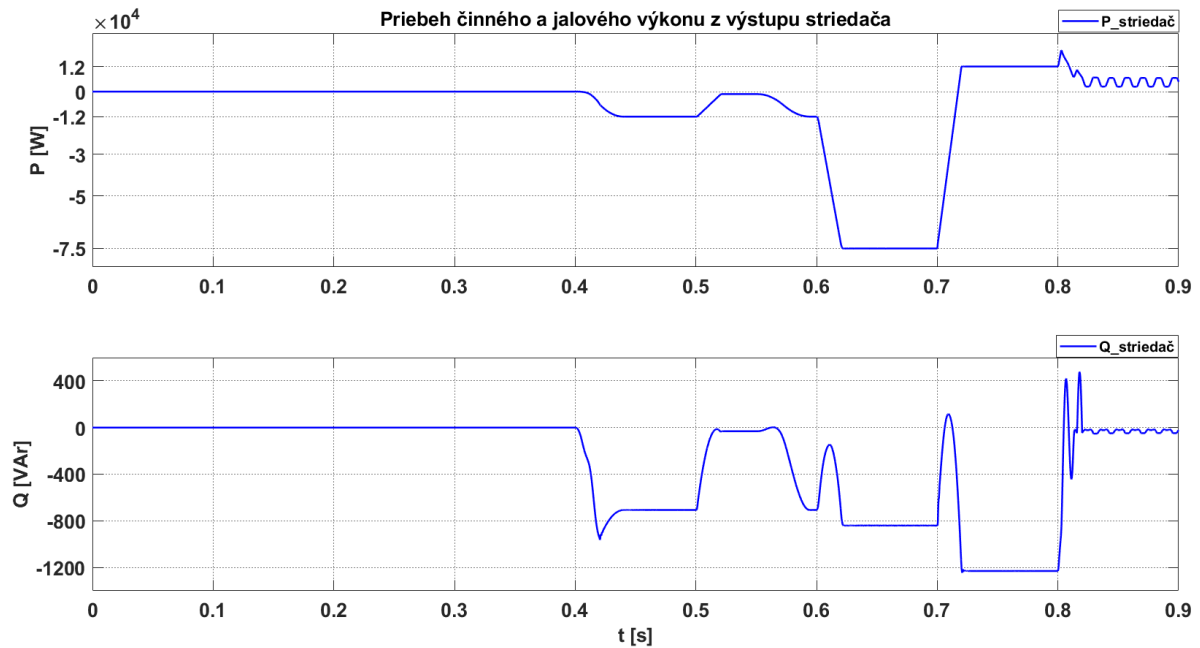
Obr. C.1 Priebeh prúdu cez nulový vodič, cez tlmivku filtra vetvy N a prúdu z medziobvodu

Príloha D

V tejto prílohe sú zobrazené priebehy činného a jalového výkonu, a to na strane siete a z výstupu striedača.



Obr. D.1 Priebeh činného a jalového výkonu zo siete



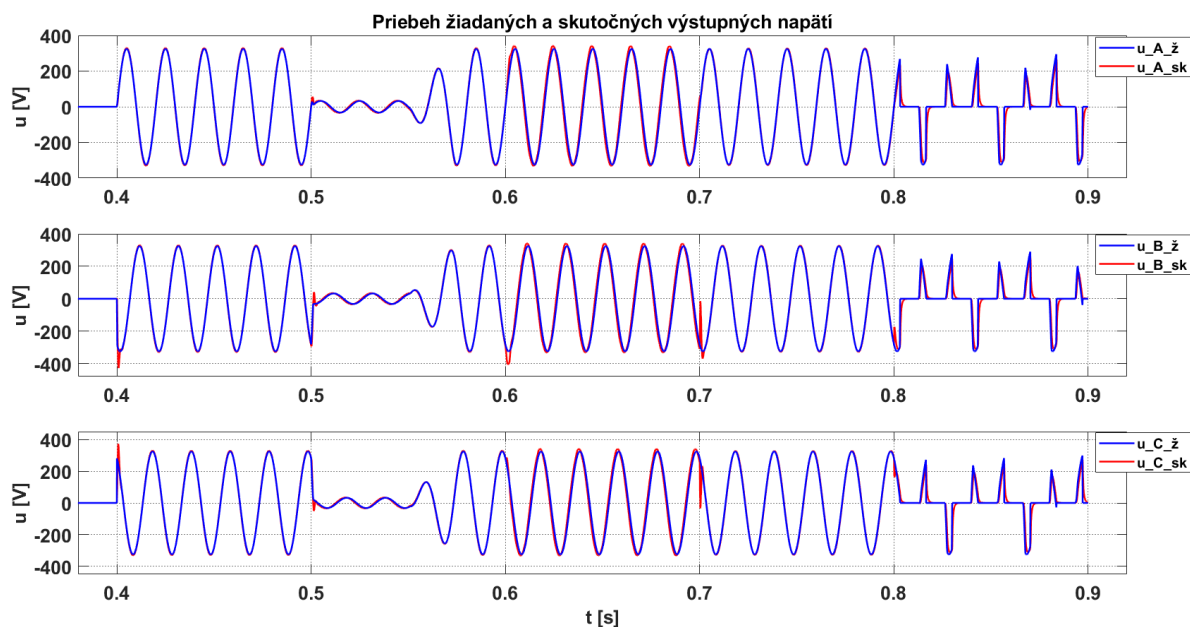
Obr. D.2 Pribeh činného a jalového výkonu z výstupu striedača

Z Obr. D.2 je vidieť, že v čase od 0,4 s do 0,6 s sa z aktívnej záťaže do striedača dodáva výkon 12 kW (s výnimkou času 0,5 s až 0,57 s). Vyjadruje to aj znamienko mínus u priebehu činného výkonu. V čase od 0,6 s do 0,7 s sa do striedača dodáva výkon 75 kW. V čase od 0,7 s do 0,8 s sa z výstupu striedača odoberá výkon 12 kW, o čom hovorí aj kladné znamienko činného výkonu. Je tiež vidieť, že v čase 0,8 s až 0,9 s je zamedzené odberu výkonu 75 kW.

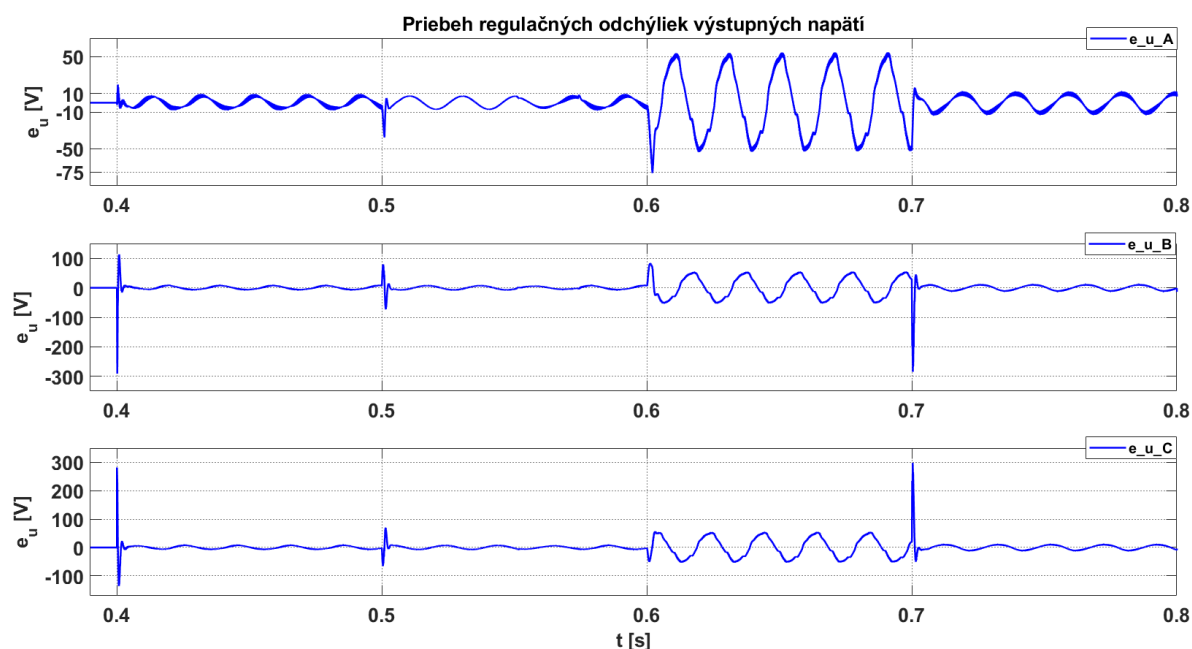
Odoberaný aj dodávaný menovitý výkon 12 kW sa prejaví aj na strane siete (Obr. D.1). Dodávanie výkonu 75 kW do striedača sa na strane siete prejaví ako dodávanie 15 kW smerom do siete. Veľká časť výkonu 75 kW sa marí na brzdom odpore.

Príloha E

V tejto prílohe sa nachádzajú priebehy výstupných fázových napätí striedača v prípade kaskádnej regulácie spolu s regulačnými odchýlkami. Priebehy platia pre $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$.



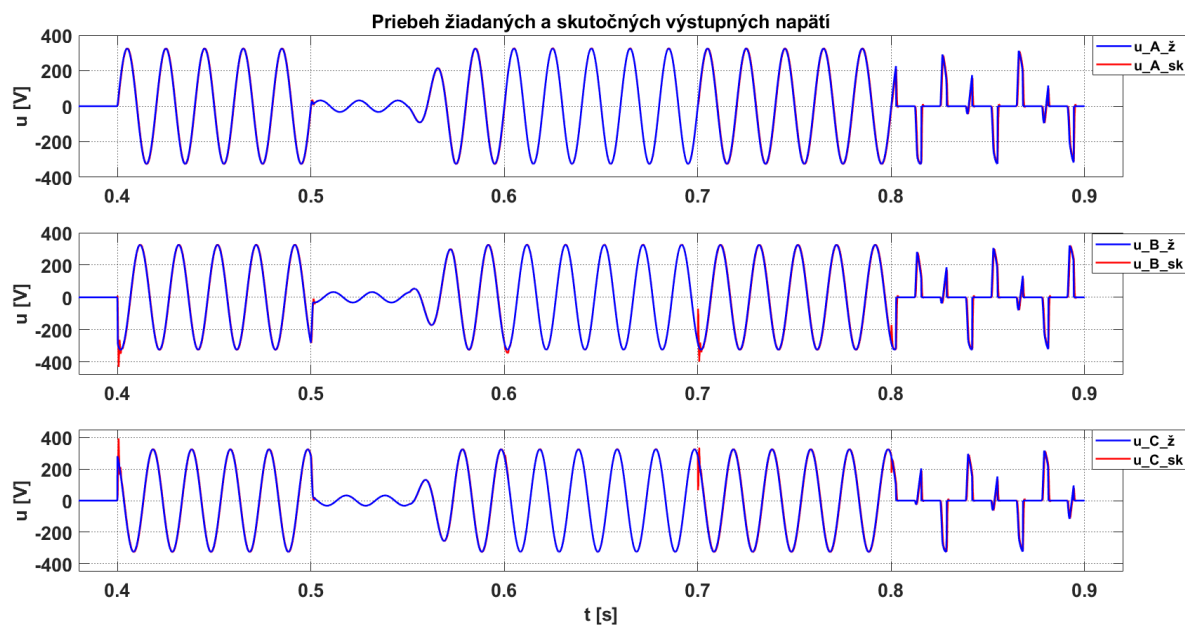
Obr. E.1 Priebeh žiadaných a skutočných výstupných napätí striedača pre kaskádnú reguláciu



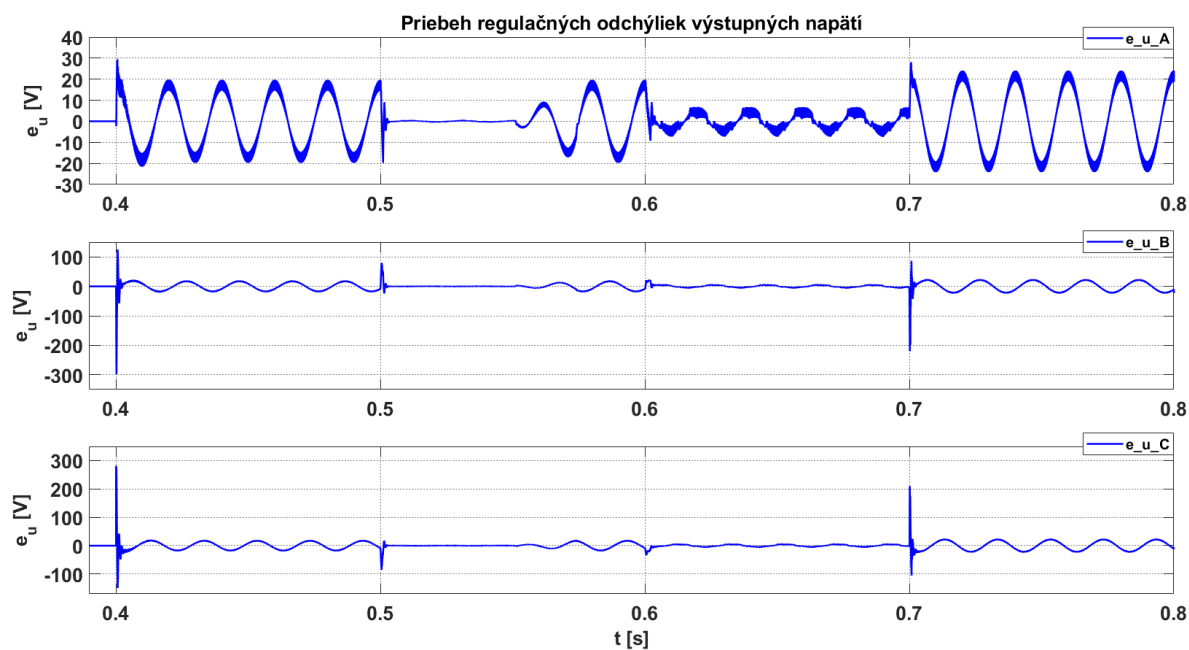
Obr. E.2 Priebeh regulačných odchýliek výstupných napätí striedača pre kaskádnú reguláciu

Príloha F

V tejto prílohe sa nachádzajú priebehy výstupných fázových napätí striedača spolu s regulačnými odchýlkami pre stavové riadenie s voľbou pólov riadeného systému podľa kritéria ITAE. Priebehy platia pre $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$.



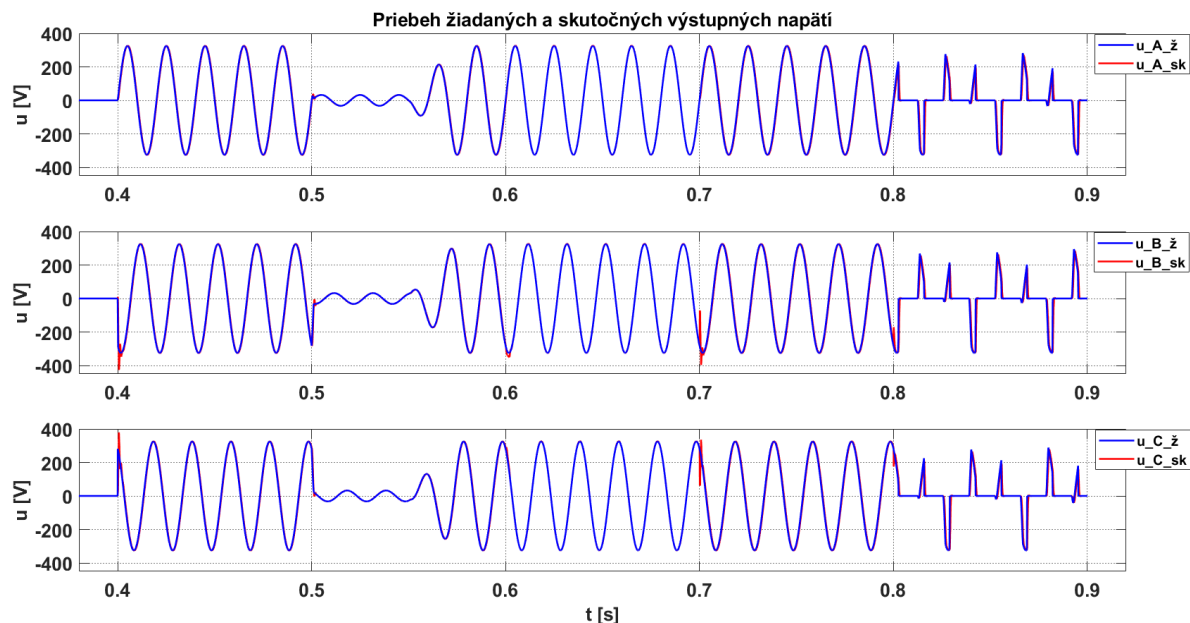
Obr. F.1 Priebeh žiadaných a skutočných výstupných napätí striedača pre stavové riadenie - ITAE



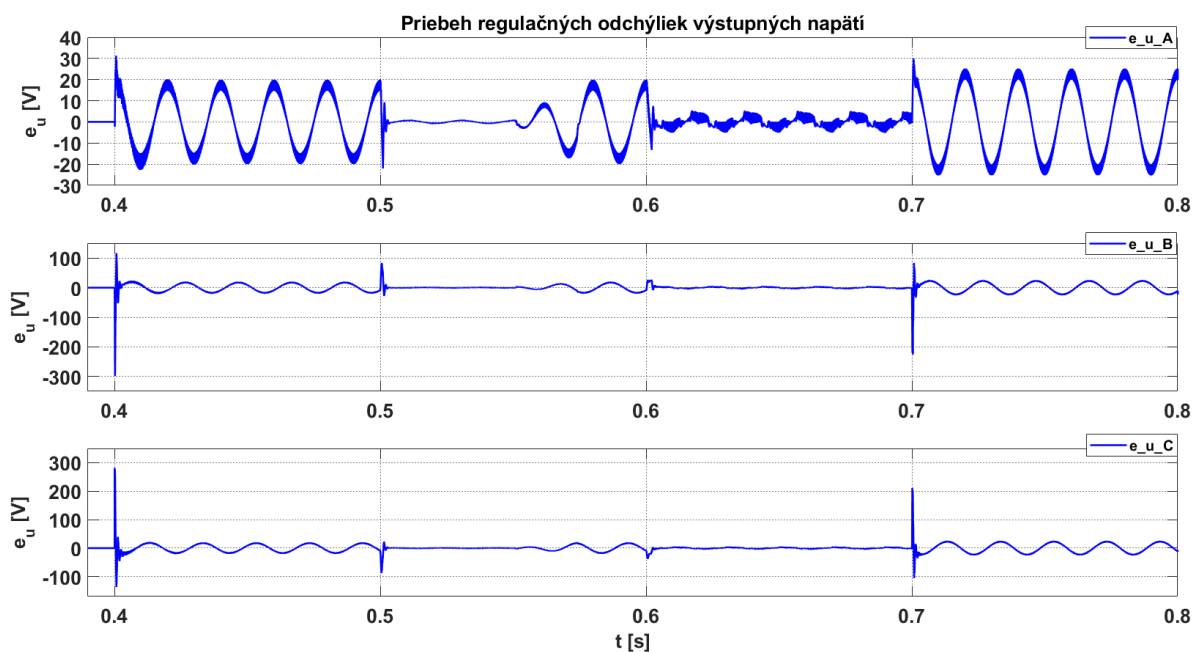
Obr. F.2 Priebeh regulačných odchýliek výstupných napätí striedača pre stavové riadenie - ITAE

Príloha G

V tejto prílohe sa nachádzajú priebehy výstupných fázových napätí striedača spolu s regulačnými odchýlkami pre stavové riadenie s lineárnym kvadratickým regulátorom LQR. Priebehy platia pre $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$.



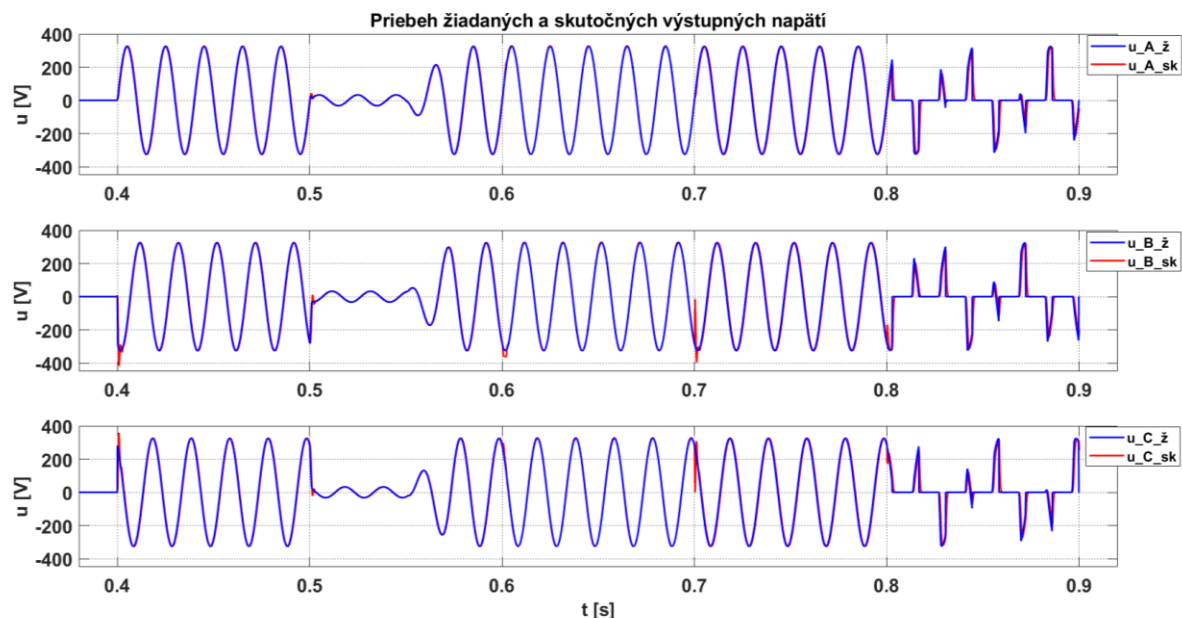
Obr. G.1 Priebeh žiadaných a skutočných výstupných napätí striedača pre stavové riadenie - LQR



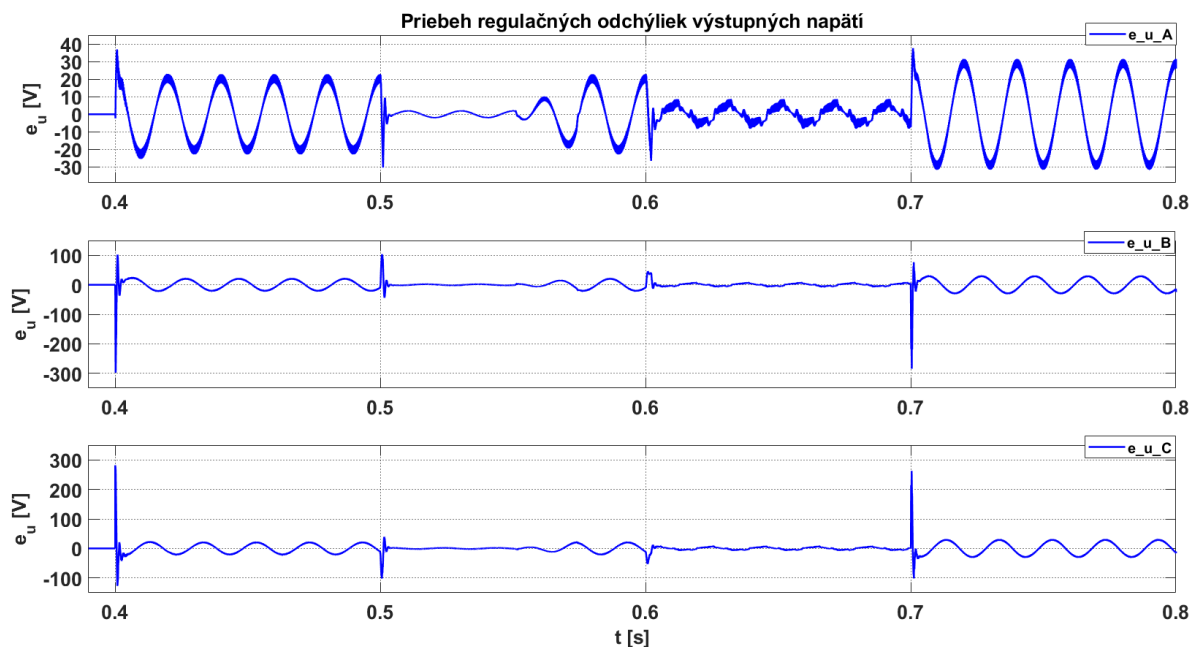
Obr. G.2 Priebeh regulačných odchýliek výstupných napätí striedača pre stavové riadenie - LQR

Príloha H

V tejto prílohe sa nachádzajú priebehy výstupných fázových napätí striedača spolu s regulačnými odchýlkami pre stavové riadenie s voľbou násobných pólov riadeného systému. Priebehy platia pre $U_{f,ef} = 230 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$.



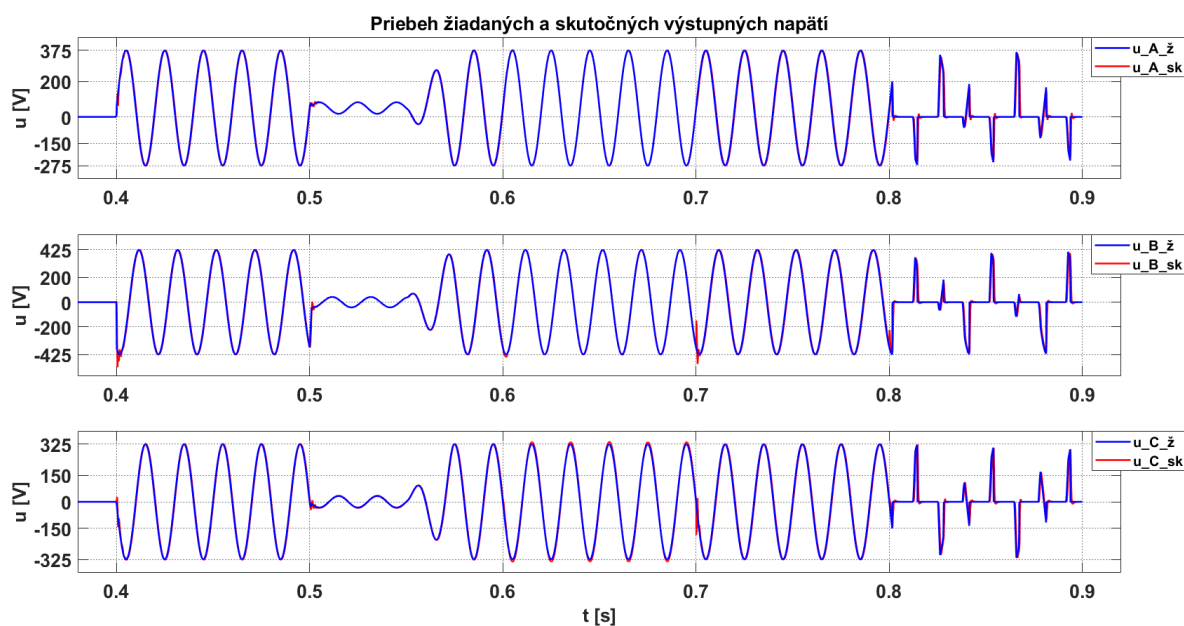
Obr. H.1 Priebeh žiadaných a skutočných výstupných napätí striedača pre stavové riadenie – voľba násobných pólov



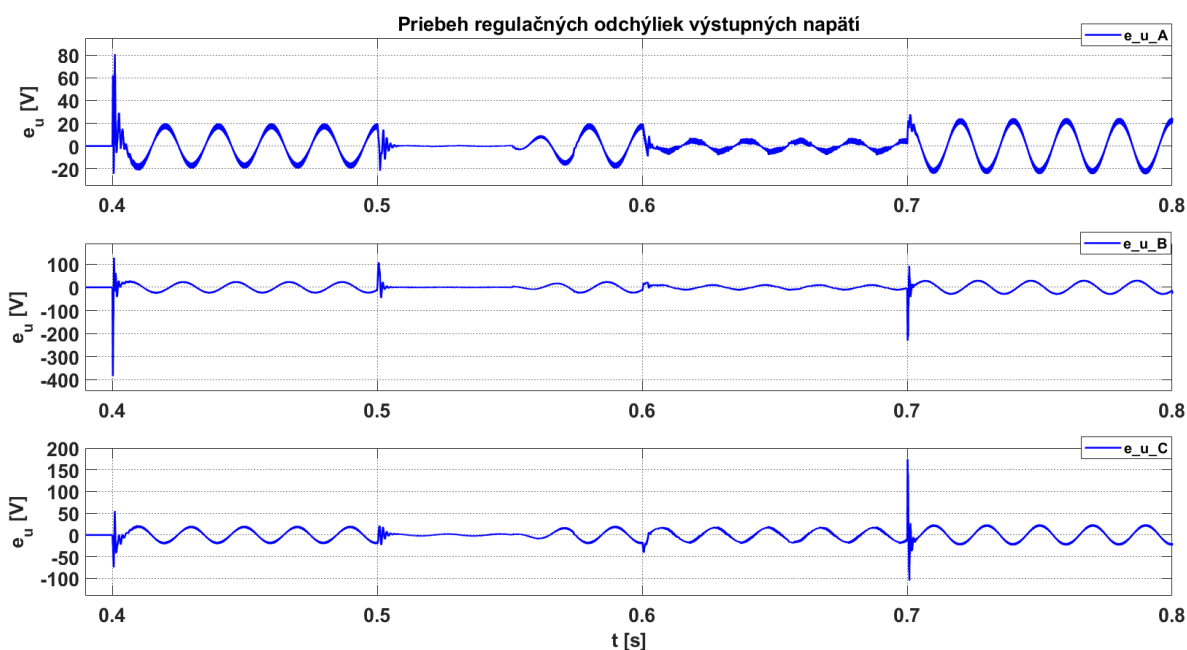
Obr. H.2 Priebeh regulačných odchýliek výstupných napätí striedača pre stavové riadenie - voľba násobných pólov

Príloha I

Nasledujúce priebehy výstupných napätí a regulačných odchýliek ukazujú rôzne možnosti nastavenia parametrov výstupných fázových napätí striedača. Fáza A má k pôvodnej sínusoide s efektívnou hodnotou 230 V pridaný posun $+50^\circ$ voči vodorovnej osi. Fáza B má maximálnu možnú amplitúdu 424 V. Fáza C má k pôvodnému fázovému posunu pripočítaný ešte fázový posun -60° elektrických. Napätie všetkých fáz má frekvenciu 50 Hz. Je tiež možné nastaviť premenlivú frekvenciu. Striedač bol riadený prostredníctvom stavového riadenia (ITAE).



Obr. I.1 Priebeh žiadanych a skutočných výstupných napätí striedača pri rôznom nastavení (stavové riadenie – ITAE)



Obr. I.2 Priebeh regulačných odchýliek výstupných napätí striedača pri rôznom nastavení (stavové riadenie – ITAE)

Príloha J – Skript pre stavové riadenie striedača (násobné póly, ITAE) + aktívny usmerňovač

```
clc
clear all
close all
%% Parametre akt. usm.
% Parametre siete
Uf_ef = 230;
Uf_max = 230*sqrt(2);
Us_ef = 230*sqrt(3);
Us_max = Us_ef*sqrt(2);
% Parametre akt. usm.
Rf = 0.1;
Lf = 1.3e-3;
Cdc = 7*420e-6; % = 2,94 mF
f_siete = 50;
w0 = 2*pi*f_siete;
Idc = 13.33; % Idc = P/uDC = 12000/900 = 13,333 A % Idc je
prúd z medziobvodu
Udc = 900;
R_predz = 5000; % odpor predzátaze
R_C = 0.001; % sériový odpor kondenzátoru
R_r = 10; % rozbehový odpor
Idc_rampa_rast = Idc/1e-3;
Idc_rampa_pokles = -2*Idc/2e-3;

% Parametre sieťových filtrov
C_gnd_AU = 100e-9;
C_AU = 22.5e-6;
Ll_3f_AU = 1200e-6;
Rl_3f_AU = 0.05e-3;
%% Parametre meniča
fpwm = 25e3;
Tpwm = 1/fpwm;
Tmen = Tpwm/2;
%% Výpočty podľa knihy Power Electronic Converters Modeling
and Control
B_de = (2*Uf_max)/Udc;
i_de = -(4*Idc)/(3*B_de);
i_qe = 0;
B_qe = -(2*w0*Lf*i_de)/Udc;
%% Návrh regulátorov prúdu (akt. usm.) (podľa OM)
Kci_au = 1;
Km = Udc/2;
Tmen_au = 2*Tpwm/2; % menšia časová konštanta
tau_f = Lf/Rf; % väčšia časová konštanta
Ksi_au = Kci_au*Km/Rf;
```

```

Tli_au = tau_f;
T0i_au = 2*Ksi_au*Tmen_au;

Kp_i_au = Tli_au/T0i_au;
Ki_i_au = 1/T0i_au;
%% Návrh regulátoru napätia (akt. usm.) (podľa SO)
Kcu_au = 1;
T_i_au = 2*Tmen_au;      % z prenosu uzavretej prúdovej slučky
    podľa OM
Tcu_au = 5*Tpwm/2;
Ksu_au = (3*B_de/2)/Cdc;
Tsuma_au = T_i_au + Tcu_au;

Tlu_au = 4*Tsuma_au;
T0u_au = 8*Ksu_au*Tsuma_au*Tsuma_au;

Kp_u_au = Tlu_au/T0u_au;
Ki_u_au = 1/T0u_au;

iq_z_max = 30;
%% Parametre procesoru fáz. závesu
fmin = 45;
finit = 50;
% Ts = 100e-6;

% Diskrétny FZ - sgn sin na vstupe, v spätnej väzbe sgn cos
    (obdĺžnik * obdĺžnik)
Tc_fz_diskr_sgn_sgn = 1/(2*f_siete);
Ks_fz_diskr_sgn_sgn = 10e-3/(pi/2);

Tl_fz_diskr_sgn_sgn = 4*Tc_fz_diskr_sgn_sgn;
T0_fz_diskr_sgn_sgn =
8*Ks_fz_diskr_sgn_sgn*Tc_fz_diskr_sgn_sgn^2;

Kp_fz_diskr_sgn_sgn = Tl_fz_diskr_sgn_sgn/T0_fz_diskr_sgn_sgn;
Ki_fz_diskr_sgn_sgn = 1/T0_fz_diskr_sgn_sgn;

%% %%%%%%%%% Výstupný menič %%%%%%%%%
% Parametre
R_N = 0.01;
L_N = 112.5e-6;
C_N = 100e-6;
R_fil_VM = 0.01;
L_fil_VM = 112.5e-6;
C_fil_VM = 60e-6;
R_fil2_VM = 0.01;
L_fil2_VM = 50e-6;
C_fil2_VM = 25e-6;

f_VM = 1/2/pi/sqrt(L_fil_VM*C_fil_VM);
f_N = 1/2/pi/sqrt(L_N*2*C_N);

```

```

f_1h_VM = 50;
omega_VM = f_1h_VM*2*pi;

U_vm_ef = 230
U_vm_amp = sqrt(2)*U_vm_ef;
% offset v amplitúde
U_vm_A_amp_offset = 70*sqrt(2);
U_vm_B_amp_offset = 0*sqrt(2);
U_vm_C_amp_offset = 0*sqrt(2);
% offset voči vodorovnej osi
U_vm_A_offset = 0;
U_vm_B_offset = 0;
U_vm_C_offset = 0;

P_vm_n_f = 4e3;
P_vm_max_f = 25e3;
R_Z_VM = U_vm_ef^2/P_vm_n_f % pri tomto odpore (v každej fáze)
% je odoberaný výkon na fázu 4 kW
R_Z_VM_max = R_Z_VM*U_vm_ef^2/(P_vm_max_f*R_Z_VM-U_vm_ef^2) %
% odpor, ktorý sa musí pripojiť paralelne k už stávajúcemu
% odporu R_Z_VM, aby sa dosiahol odoberaný výkon 25 kW na fázu

f_pwm_VM = 20e3;
Kmen_VM = Udc/2/1;
T_pwm_VM = 1/f_pwm_VM;
% Ts_vm = 1/f_pwm_VM
Tmen_VM = 2*T_pwm_VM/2;
Kcp_VM = 1;
Kcu_VM = 1;
Tcu_VM = 2*T_pwm_VM/2;
Kci_VM = Kcp_VM;

%% %%% Regulácia nulového vodiča %%%

% regulácia prúdu
Kmen_VM_N = Udc/2;
Tmen_VM_N = 2*T_pwm_VM/2;
Ta_VM_N = L_N/R_N;
Ksi_VM_N = Kcp_VM*Kmen_VM_N/R_N;
Tli_VM_N = Ta_VM_N;
T0i_VM_N = 2*Tmen_VM_N*Ksi_VM_N;

Kpi_VM_N = Tli_VM_N/T0i_VM_N;
Kii_VM_N = 1/T0i_VM_N;

% regulácia napätia
T_i_VM_N = 2*Tmen_VM_N;
Ksu_VM_N = Kcu_VM/Kcp_VM/C_N/2;
Tsuma_VM_N = T_i_VM_N + Tcu_VM;
Tlu_VM_N = 4*Tsuma_VM_N;

```



```

T0u_VM_N = 8*Tsuma_VM_N*Tsuma_VM_N*Ksu_VM_N;
Kpu_VM_N = T1u_VM_N/T0u_VM_N;
Kiu_VM_N = 1/T0u_VM_N;

I_VM_N_max = 200;

%% Regulácia výstupného meniča v stavovom priestore %%%%%%%%%%

% Parametre meniča
A = [-R_fil_VM/L_fil_VM -1/L_fil_VM; 1/(C_fil_VM+C_fil2_VM) 0];
B = [Kmen_VM/L_fil_VM; 0]; % stĺpcový vektor
C = [0; 1]'; % riadkový vektor
D = 0;

n = length(A); % - rád systému

% Žiadané póly riadeného systému (striedača)
% --> ITAE
% s1_w = -7695+6735i;
% s2_w = -7695-6735i;

% --> násobné póly
s1_w = -9000;
s2_w = -9000; % všeobecne až po sn_w
s_w = [s1_w; s2_w]; % stĺpcový vektor

P1 = poly(s_w); % koeficienty u polynómu N_kw_s
P2 = P1(end:-1:1); % opačné poradie P1
a_w = P2(1:end-1) % P2 bez posledného prvku, len pre
porovnanie s knihou VŠB
P2(end) = 1; % pre výpočet N_kw_A, aby bola matica
A^n násobená jednotkou
P2;

% Overenie riaditeľnosti
Qco = ctrb(A,B); % - výpočet matice riaditeľnosti Qco
det(Qco);
if det(Qco) ~= 0
    disp('Systém je riaditeľný');
else
    disp('Systém nie je riaditeľný');
end

% Overenie pozorovateľnosti
Qob = obsv(A,C); % - výpočet matice pozorovateľnosti
Qob
det(Qob);
if det(Qob) ~= 0
    disp('Systém je pozorovateľný');
else
    disp('Systém nie je pozorovateľný');
end

```

```

end

%% Ackermannov vzťah
NulovyVektor = zeros(1,n);
NulovyVektor(n) = 1;
PrvyVektor = NulovyVektor;

% Výpočet N_kw_A
X = zeros(n); % - nulová matica
N_kw_A = X;
for r = 0:n
    N_kw_A = N_kw_A + P2(r+1)*A^r;
end
N_kw_A
disp('Vektor stavového regulátoru:');
K = PrvyVektor*inv(Qco)*N_kw_A
K_sym = sym(K) % pre zobrazenie ako zlomky

k1 = K(1)
k2 = K(2)

%% Určenie parametrov integračného regulátoru
% Power Electronic Converters Modeling and Control

% Určenie prenosovej funkcie riadeného systému
[b,a] = ss2tf(A,B,C,D) % Convert state-space representation
to transfer function. [b,a] = [čitateľ, menovateľ]
Prenos = tf(b,a) % tf(čitateľ, menovateľ). Creates a
continuous-time transfer function model.

s = tf('s') % pre sprístupnenie zadávania
prenosovej funkcie symbolicky pomocou 's' (nie je využité)
A_w = A - B*K;
[bw, aw] = ss2tf(A_w,B,C,D)
F_s = tf(bw,aw) % prenosová funkcia sústavy so stavovým
regulátorom pre dve stavové premenné bez integrátoru
Ks = evalfr(F_s,0) % Evaluate frequency response at given
frequency ... odozva na jednosmerný signál; 0 = 0 rad/s
figure()
step(F_s)
grid on

Kreg = 1;
Freg = tf([Kreg],[1 0]) % prenos integračného regulátoru so
zosilnením Kreg
Fo = series(Freg,F_s) % series connects two model objects
in series. This command is equivalent to the direct
multiplication sys = sys2 * sys1.
% Prenos otvorenej slučky. OTVORENÁ SLUČKA = REGULÁTOR*SÚSTAVA
% rltool(Fo)

```

```

KregX = 8          % KregX = 13.5 - fázová bezpečnost 25.9°.
KregX = 8 - fázová bezpečnost 43°. --> pre násobné póly
% KregX = 13.5 --> pre ITAE, fázová bezpečnost 40,2°
FregX = tf([KregX],[1 0]);
Fo_X = series(FregX,F_s);
figure()
margin(Fo_X)
grid on

```

Príloha K – Skript pre stavové riadenie striedača (LQR)

```
%% Regulácia výstupného meniča v stavovom priestore %%%

% Parametre meniča
A = [-R_fil_VM/L_fil_VM -1/L_fil_VM; 1/(C_fil_VM+C_fil2_VM) 0];
B = [Kmen_VM/L_fil_VM; 0];           % stĺpcový vektor
C = [0; 1]';                         % riadkový vektor
D = 0;

n = length(A);           % - rád systému

% Overenie riaditeľnosti
Qco = ctrb(A,B);          % - výpočet matice riaditeľnosti Qco
det(Qco);
if det(Qco) ~= 0
    disp('Systém je riaditeľný');
else
    disp('Systém nie je riaditeľný');
end

% Overenie pozorovateľnosti
Qob = obsv(A,C);          % - výpočet matice pozorovateľnosti
Qob
det(Qob);
if det(Qob) ~= 0
    disp('Systém je pozorovateľný');
else
    disp('Systém nie je pozorovateľný');
end

%% LQR
Q = [5e5 0;
     0 1e-3];              % požiadavky na dynamiku, predpisuje
                           % relatívne váhy odchýliek stavových premenných. Čím je Q11
                           % väčšie, tým sa viac obmedzuje prúd. Čím je Q22 väčšie, tým
                           % skôr sa dosiahne fázové napätie.
R = 250e8;                 % požiadavky na spotrebu energie, určuje
                           % relatívnu váhu spotreby energie.           % Čím je R1 väčšie,
                           % tým viac sa obmedzuje akčná veličina (Ur).
[K,RR,e] = lqr(A,B,Q,R)    % K - vektor stavového regulátoru,
RR - riešenie Riccatiho rovnice, e - póly uzavretého systému

k1 = K(1)
k2 = K(2)

% Určenie parametrov integračného regulátoru
% Power Electronic Converters Modeling and Control
```

```

% Určenie prenosovej funkcie riadeného systému
[b,a] = ss2tf(A,B,C,D) % Convert state-space representation
to transfer function. [b,a] = [čitateľ, menovateľ]
Prenos = tf(b,a) % tf(čitateľ, menovateľ). Creates a
continuous-time transfer function model.

s = tf('s') % pre sprístupnenie zadávania
prenosovej funkcie symbolicky pomocou 's' (nie je využité)
A_w = A - B*K;
[bw, aw] = ss2tf(A_w,B,C,D)
F_s = tf(bw,aw) % prenosová funkcia sústavy so stavovým
regulátorom pre dve stavové premenné bez integrátoru
Ks = evalfr(F_s,0) % Evaluate frequency response at given
frequency ... odozva na jednosmerný signál; 0 = 0 rad/s
figure()
step(F_s)
grid on

Kreg = 1;
Freg = tf([Kreg],[1 0]) % prenos integračného regulátoru
Fo = series(Freg,F_s) % series connects two model objects
in series. This command is equivalent to the direct
multiplication sys = sys2 * sys1.
% Prenos otvorenej slučky. OTVORENÁ
SLUČKA = REGULÁTOR * SÚSTAVA
rltool(Fo)

KregX = 13 % 13 OK => fázová bezpečnosť 40,9°. Reg.
odch. pri dodávaní menovitého výkonu: +- 20 V.
FregX = tf([KregX],[1 0]);
Fo_X = series(FregX,F_s);
figure()
margin(Fo_X)
grid on

```

Príloha L – Skript pre kaskádnú reguláciu striedača

%% Kaskádna regulácia výstupného meniča %%%

Tcu_VM = 0*T_pwm_VM/2; % 2*T_pwm_VM/2 pôvodne

% regulácia prúdu

Kmen_VM = Udc/2/1;

Tmen_VM = 2*T_pwm_VM/2;

Ta_VM = L_fil_VM/R_fil_VM;

Ksi_VM = Kcp_VM*Kmen_VM/R_fil_VM;

Tli_VM = Ta_VM;

T0i_VM = 1*2*Tmen_VM*Ksi_VM;

Kpi_VM = 1*Tli_VM/T0i_VM;

Kii_VM = 1/T0i_VM;

% regulácia napätia

T_i_VM = 2*Tmen_VM;

Ksu_VM = Kcu_VM/Kcp_VM/(C_fil_VM+C_fil2_VM);

Tsuma_VM = T_i_VM + Tcu_VM;

T1u_VM = 4*Tsuma_VM;

T0u_VM = 8*Tsuma_VM*Tsuma_VM*Ksu_VM;

Kpu_VM = 1.0*T1u_VM/T0u_VM;

Kiu_VM = 1.0/T0u_VM;

I_VM_max = 200

%% Regulácia nulového vodiča %%%%

% regulácia prúdu

Kmen_VM_N = Udc/2;

Tmen_VM_N = 2*T_pwm_VM/2;

Ta_VM_N = L_N/R_N;

Ksi_VM_N = Kcp_VM*Kmen_VM_N/R_N;

Tli_VM_N = Ta_VM_N;

T0i_VM_N = 2*Tmen_VM_N*Ksi_VM_N;

Kpi_VM_N = Tli_VM_N/T0i_VM_N;

Kii_VM_N = 1/T0i_VM_N;

% regulácia napätia

Tcu_VM_N = 2*T_pwm_VM/2;

T_i_VM_N = 2*Tmen_VM_N;

Ksu_VM_N = Kcu_VM/Kcp_VM/C_N/2;

Tsuma_VM_N = T_i_VM_N + Tcu_VM_N;

T1u_VM_N = 4*Tsuma_VM_N;

T0u_VM_N = 8*Tsuma_VM_N*Tsuma_VM_N*Ksu_VM_N;

$$K_{pu_VM_N} = T_{1u_VM_N}/T_{0u_VM_N};$$

$$K_{iu_VM_N} = 1/T_{0u_VM_N};$$

$$I_{VM_N_max} = 200;$$

Pozn.: regulácia nulového vodiča je zhodná pre stavové riadenie aj pre kaskádnu reguláciu.